

# Electrónica II

Análisis de diseño con diodos y transistores

Adalberto Cantú Chapa





**A**DALBERTO CANTÚ CHAPA es profesor de la Universidad Autónoma Metropolitana, Unidad Azcapotzalco, desde 1983, y se halla adscrito al Área de Instrumentación del Departamento de Electrónica de la misma universidad.

---



## ELECTRÓNICA II

COLECCIÓN  
Libros de Texto y Manuales de Práctica

# 217772  
C.B. 2893483

# Electrónica II

Análisis de diseño con diodos y transistores

Adalberto Cantú Chapa



2893483

232817

**UNIVERSIDAD AUTÓNOMA METROPOLITANA**

**Rector General**

Dr. Julio Rubio Oca

**Secretario General**

M. en C. Magdalena Fresán Orozco

**UNIDAD AZCAPOTZALCO**

**Rector**

Lic. Edmundo Jacobo Molina

**Secretario**

Mtro. Adrián de Garay Sánchez

**Coordinador de Extensión Universitaria**

Lic. Alberto Dogart Murrieta

**Jefe de la Sección Editorial**

Lic. Valentín Almaraz Moreno

UAM  
TK 7871.86  
C3.54

**Portada:**

Adriana Espinosa/Sans Serif Editores

**Composición tipográfica, diseño, producción y cuidado editorial:**

Sans Serif Editores, telfax 674 60 91

Primera edición 1996

ISBN: 970-620-733-3

© Universidad Autónoma Metropolitana  
Unidad Azcapotzalco  
Av. San Pablo núm. 180  
México, 02200, D.F.

**Impreso en México**

*Printed in Mexico*

A mi esposa Zdeňka  
*in memoriam*

A mi madre Beatriz

A mis hijos  
Betka, Jarka y Mirka

Mi gratitud a la señora  
María Eugenia Varela C.  
por su ayuda en la corrección  
de este libro.





## PRÓLOGO

**E**ste libro de texto tiene como propósito presentar al alumno el programa detallado del curso de Electrónica II, tanto en la parte explicativa como en la analítica. Es importante que se puedan comprender los conceptos básicos que rigen el estudio y el diseño de la electrónica con el uso de semiconductores.

El libro, además, ofrece al alumno la orientación y el seguimiento metodológico indispensables para concentrar el material, y los conceptos necesarios para el aprendizaje de dicho curso. La forma en que se desarrolla este trabajo, tanto en el orden expositivo como en relación con el contenido del programa, permitirá una cabal comprensión de la materia, si se siguen todos los pasos propuestos en cada uno de los temas. Tomando en cuenta la experiencia de los cursos anteriores, el libro comprende aquellas dudas y aclaraciones que el estudiante pudiera hacerle al expositor, por lo que en ocasiones se subrayarán los puntos que el alumno deberá repasar para la mejor comprensión de las partes del curso. A la vez, con este libro el lector podrá darse cuenta del avance de la materia por desarrollar. Sin embargo, el estudiante debe asistir a clases y no presentarse sólo a los exámenes, puesto que en clases es donde se aclaran las dudas y donde el expositor tiene la oportunidad de profundizar en cualquier tema que el estudiante juzgue necesario.

Otro objetivo fundamental es elevar el índice de aprendizaje en esta materia, puesto que ella representa la base para los siguientes cursos:

En Electrónica III se estudia la relación del transistor con el conmutador (región de corte y saturación) y con el multivibrador discreto, usados a su vez para el estudio de los circuitos lógicos combinatorios, secuenciales y los sistemas lógicos.

Electrónica IV guarda cierta semejanza con Electrónica II en lo que respecta a las fuentes de corriente constante, el amplificador cascode y el diferencial. También aborda el análisis de los amplificadores de potencia, como los de clase A, B y AB. Además, se estudian los reguladores de voltaje transistorizados y con protección. Finalmente, se examinan los amplificadores con retroalimentación y los amplificadores a la respuesta de las frecuencias baja y alta.

El curso Electrónica V sirve de introducción a los dispositivos de cuatro capas y analiza el funcionamiento de dichos elementos, así como algunos circuitos prácticos de uso común.

Ahora bien, el contenido del curso de Electrónica II se desarrolla en cuatro capítulos. El capítulo I estudia, en forma breve y sin mayor profundización, la física de los semiconductores, para que el estudiante comprenda las bandas de energía de los semiconductores, la conducción intrínseca y los elementos químicos contaminados que se utilizan en la electrónica. Lo anterior obedece a que en otra especialidad, relacionada con este capítulo, los temas se estudian con mayor amplitud.

El capítulo II trata sobre el funcionamiento y las aplicaciones del diodo de unión y el zener; se dan ejemplos prácticos en ambos casos y se anexa un cuestionario con soluciones.

### *Prólogo*

En el capítulo III se manejan los elementos de tres terminales, como son los transistores BJT y los FET. Se estudian las tres configuraciones básicas del BJT, en lo que atañe a un amplificador. También se examina el acoplamiento de dos amplificadores BJT y con los transistores de efecto de campo y se repasan los arreglos vistos con los BJT, así como sus respectivos problemas, presentados como ejercicios. En este capítulo se resuelven 53 problemas y se proponen otros 54, cuyas soluciones se incluyen.

En el capítulo final se revisan los dispositivos de cuatro capas considerados de potencia y de disparo. Se tratan algunos ejemplos prácticos de aplicación concernientes al funcionamiento, sin llegar a profundizar, ya que esta unidad corresponde a otro curso de electrónica.

Se agradece de antemano a los lectores de este libro sus observaciones y sugerencias, a fin de mejorar el texto en una próxima edición.

Se hace notar que en algunos ejemplos los cálculos son eso, aproximaciones.

# CAPÍTULO I

## FÍSICA DE LOS SEMICONDUCTORES

### I.1. INTRODUCCIÓN A LA TEORÍA DEL ÁTOMO

**P**ara el estudio del diodo de unión y de los transistores es conveniente hacer un breve bosquejo de la estructura atómica y de la conducción en los sólidos. Wolfgang Pauli (1900-1958), físico austriaco a quien se otorgó el Premio Nobel en 1945, postuló, en su principio de exclusión, que los electrones no pueden poseer, sin radiar, más que ciertas cantidades permitidas de energía; sin embargo, supuso la existencia de niveles discretos permitidos de energía u órbitas en los que puede encontrarse el electrón. Dichas órbitas estables pueden ser determinadas por la mecánica cuántica.

También postuló que dos electrones no pueden ocupar exactamente el mismo nivel de energía, ya sea que estén en el mismo átomo o en átomos distintos, por lo que se ha determinado que, en un átomo estable, todos los niveles permitidos de energía más próximos al núcleo están ocupados por electrones.

El electrón, al saltar de un nivel de energía superior a otro más cercano al núcleo, radia energía electromagnética. La radiación se produce porque el electrón necesita menos energía potencial en las órbitas situadas más cerca del núcleo. Sin embargo, si el electrón es excitado desde una órbita interna hacia las órbitas exteriores, absorberá energía y, si se incrementa por algún método la excitación, el electrón puede desprenderse del núcleo, lo cual producirá la ionización o ruptura. La ionización se puede dar cuando los materiales se someten a la acción de campos eléctricos intensos, temperaturas altas, radiaciones, etcétera.

El nivel de energía u órbita externa de los átomos de germanio o silicio contiene cuatro electrones en su última órbita, llamada capa de valencia, y los electrones que contiene se conocen como *electrones de valencia*.

Las órbitas sin ocupar, situadas por encima de las órbitas de valencia, se llaman niveles de excitación. Por ello, al aplicarle a un electrón una energía suficiente, éste puede saltar del nivel de valencia al de excitación, quedando los electrones tan débilmente ligados, que la aplicación de un campo eléctrico puede desplazarlos hacia un potencial más positivo.

A temperaturas por encima del cero absoluto, habrá alguna probabilidad de encontrar electrones en los niveles de excitación a causa de la agitación térmica.

### I.2. BANDAS DE ENERGÍA DEL GERMANIO

Es conveniente que, en vez de hablar de niveles discretos de energía, hablemos de bandas de energía. Así, por ejemplo, la figura I.1 muestra un cristal de germanio, cuyas bandas de energía son enormes y tiene billones de átomos en estrecha aproximación y en disposición ordenada. Las franjas

negras muestran las capas de valencia partiendo desde el núcleo, que se muestra con un círculo y una cruz en su centro. Cada círculo con la cruz indica átomos similares, los cuales producen una acción mutua que permite niveles de energía adicionales.

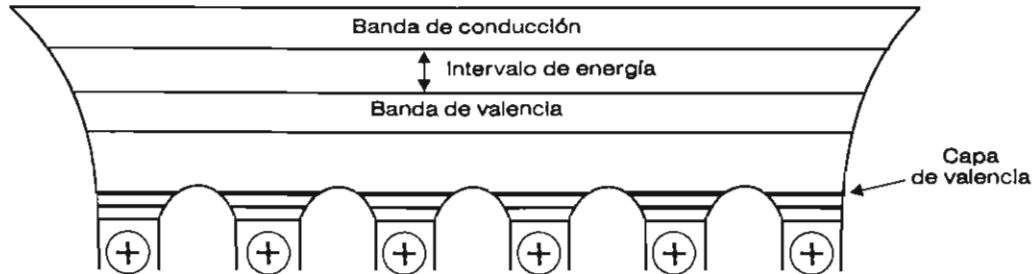


Figura I.1. Cristal de germanio.

Si en un cristal la banda de valencia está completamente llena, no puede producirse la conducción, a menos que se aplique un campo eléctrico suficiente para elevar algunos electrones de la banda de valencia a la de conducción, dejando en la banda de valencia los niveles vacantes conocidos como huecos, los cuales se consideran cargas eléctricas positivas.

### 1.3. SEMICONDUCTORES

De acuerdo con la cantidad de energía que debe recibir un electrón para saltar el intervalo entre la banda de valencia y la de conducción, los materiales pueden clasificarse eléctricamente en: *aisladores, semiconductores, conductores y superconductores.*

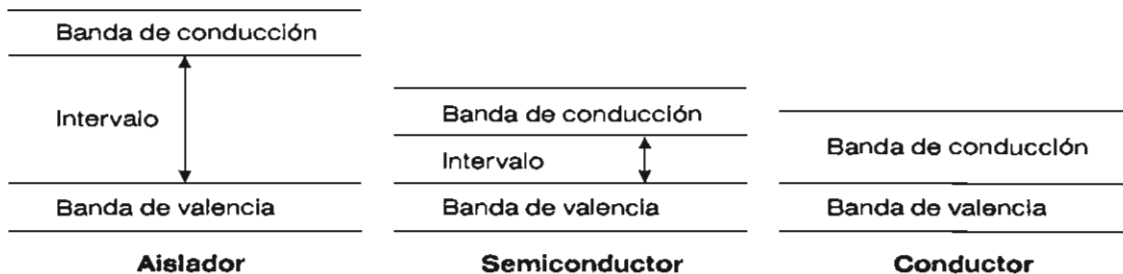


Figura I.2. Anchura relativa de los intervalos de los materiales.

### 1.4. CONDUCCIÓN INTRÍNSECA

Si se toma una barra de germanio o de silicio puro y se somete a una temperatura baja, habrá pocos electrones disponibles para saltar a la banda de conducción, por lo que el material aparecerá como un aislador. Sin embargo, si la temperatura se eleva lo suficiente, la resistencia de la barra disminuye, haciendo que la temperatura comunique a los electrones de valencia una energía cinética suficiente para que pocos electrones salten a la banda de conducción, en la que tendrán libertad para actuar como portadores de corriente, cuando estén bajo la influencia de un campo eléctrico.

La figura I.3 muestra átomos de silicio, los cuales tienen cuatro electrones en su última órbita.

El lugar que marca la punta de una de las flechas indica que existe un hueco, cuya carga eléctrica se considera positiva e intrínseca del silicio.

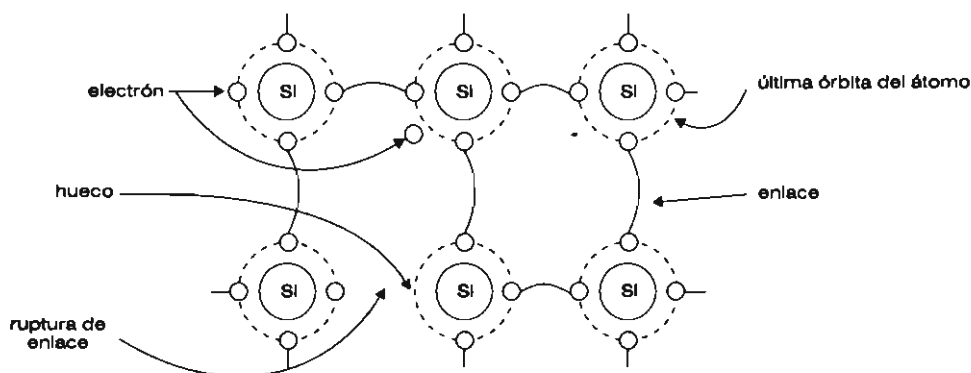


Figura I.3. La ruptura de un enlace covalente produce un electrón y un hueco.

En la figura I.3 se observa que, al saltar el intervalo que hay entre la banda de valencia y la de conducción, se rompió el enlace covalente y en la región de donde provino el electrón quedó un hueco. Dicho hueco atraerá a un electrón de enlace covalente inmediato, el cual dejará también un hueco en su posición anterior, por lo que un tercer electrón llenará el hueco dejado por el segundo electrón, y así sucesivamente. Observe que los electrones se desplazan en la banda de conducción y los huecos en la banda de valencia. Al aplicar un campo eléctrico, los huecos son atraídos hacia la terminal negativa, mientras que los electrones se irán hacia la terminal positiva.

La conducción que implica la generación de huecos-electrones se llama *conducción intrínseca*. Este tipo de conducción no es deseable, por tener los dos tipos de carga eléctrica (huecos-positivos, electrones-negativos). Por otra parte, los huecos *no circulan* por el circuito exterior sino sólo por el interior del elemento. La conductividad del silicio aumenta proporcionalmente con el número de portadores de corriente.

## I.5. ELEMENTOS CONTAMINADOS

En la sección anterior se vio que no es conveniente manejar cantidades iguales de huecos y de electrones, sino que se deben usar unos u otros. La forma para lograr lo anterior consiste en mezclar entre sí los siguientes elementos químicos:

<i>Trivalente</i>	<i>Tetraivalente</i>	<i>Pentavalente</i>
Boro	Germanio	Antimonio
Galio	Silicio	Arsénico
Indio		Fósforo

Al agregarle al germanio o al silicio diminutas cantidades de un elemento trivalente como el boro, se formará el elemento impuro *aceptor* tipo *P*, rico en huecos, es decir, que tiene abundancia de cargas positivas. En la figura I.4 se muestra que, para cada hueco que aparece en cada uno de los átomos trivalentes, habrá un electrón que lo ocupe.

Una mezcla de los electrones de la tercera y quinta columna de la tabla periódica forma el conjunto de compuestos un poco más covalentes, los cuales se convierten en una serie de semiconductores, cuyas propiedades son similares en muchos aspectos a las de los materiales correspondientes a la cuarta columna de la tabla periódica.

Hoy día tiene mucho uso el arseniuro de galio, que es muy similar al germanio o al silicio, sólo que los átomos de galio y de arsénico se alteran en la red cristalina de tal forma que cada átomo de galio está rodeado por cuatro átomos de arsénico y, a su vez, cada átomo de arsénico está rodeado por cuatro de galio. Los electrones sobrantes de los átomos pentavalentes del arsénico llenan los huecos producidos por los átomos trivalentes del galio, de manera que el cristal equivale a los átomos tetraivalentes.

Con el arseniuro de galio (GaAs) se puede obtener el elemento tipo *P*, añadiéndole pequeñas cantidades de átomos de un elemento de la segunda columna como el cinc, que tiene dos electrones de valencia. Dichos átomos reemplazan a los átomos trivalentes del galio y suministran un hueco además de aceptar el electrón que le cede el átomo de arsénico.

También con el GaAs se obtiene el elemento tipo *N*, agregándole átomos de la columna VI, como el selenio, que tiene seis electrones de valencia. Estos átomos reemplazan a los átomos de arsénico, suministran un electrón libre y además ceden un electrón para que ocupe el hueco de los átomos de galio.

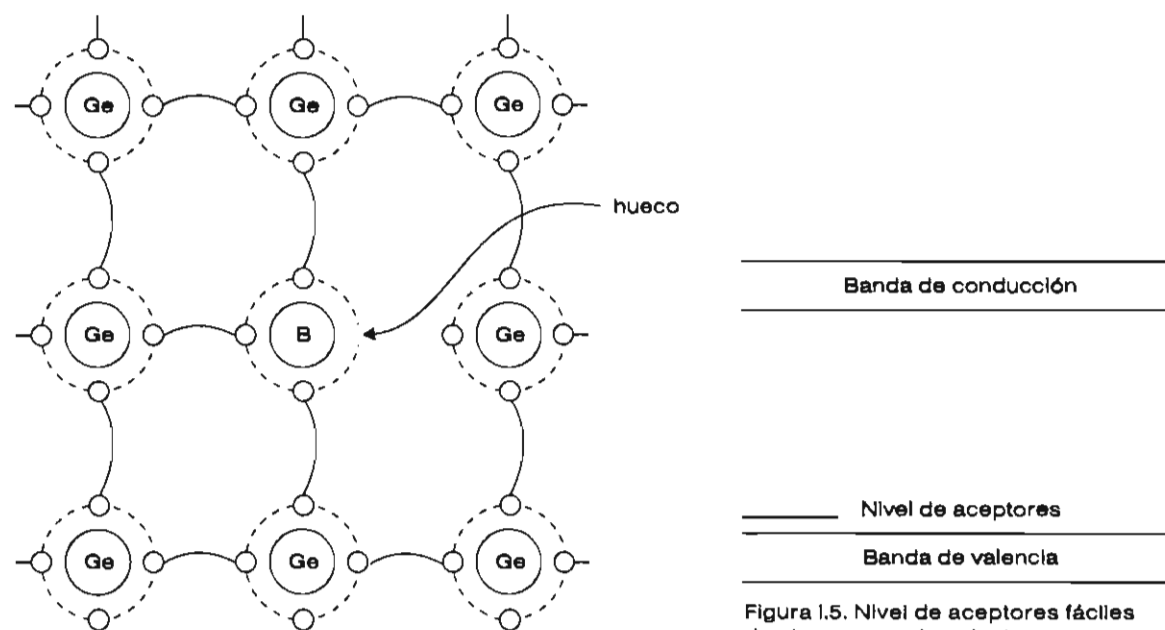


Figura 1.4. Átomo aceptor tipo *P*.

Figura 1.5. Nivel de aceptores fáciles de alcanzar por los electrones de la banda de valencia.

Ahora el germanio se mezcla con una diminuta cantidad de fósforo o de cualquier otro elemento de la quinta columna de la tabla periódica. El fósforo tiene cinco electrones en su última órbita, con lo que siempre habrá un electrón libre, ya que cuatro electrones de los átomos de germanio se enlazarán con cuatro electrones del fósforo, y quedará un electrón sin lugar a donde ir. El exceso de electrones que posee la fusión de los dos elementos se conoce como elemento impuro *donador* tipo *N*.

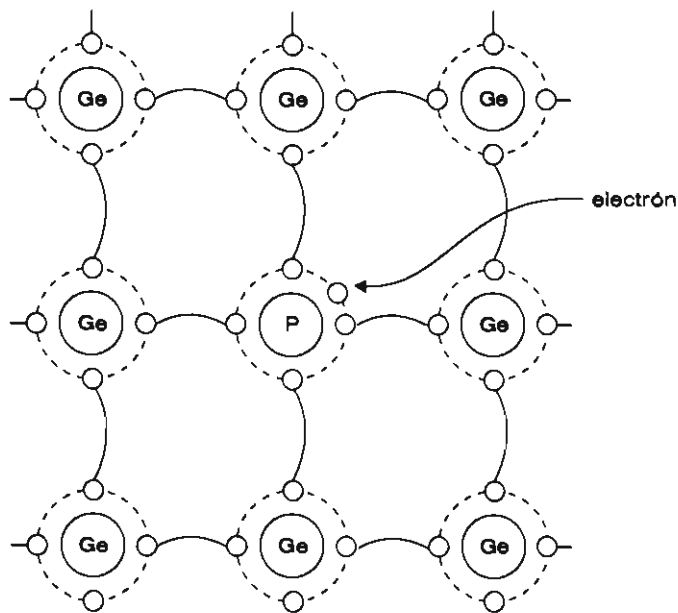


Figura I.6. Átomo donador tipo N.



Figura I.7. Nivel de donadores fáciles de excitarse a la banda de conducción.

En la figura I.7 se observa que el nivel de donadores está ocupado por el quinto electrón débilmente ligado al átomo donador.

El germanio y el silicio tienen cuatro electrones de valencia, lo que hace que el contaminado de ellos con los elementos de la tercera y quinta columna de la tabla periódica produzca efectos similares. Sin embargo, la diferencia principal entre el germanio y el silicio reside en el ancho del intervalo de energía entre la banda de valencia y la de conducción: el intervalo en el silicio es mayor, por lo que se requiere más energía para romper un enlace covalente y transferir el electrón desde la banda de valencia a la de conducción. Esto significa que para una temperatura dada, el silicio puro tiene menos portadores de corriente disponibles que el germanio puro. Por otra parte, aunque la resistividad del silicio es mayor, puede resultar desventajosa en algunos casos, ya que el efecto total de la temperatura sobre los transistores de silicio es menor que sobre los de germanio.

## Cuestionario

- I.1. Explique el principio de exclusión de Pauli.
- I.2. ¿Radia energía un electrón cuando se acerca al núcleo?
- I.3. Diga cuáles son los dos elementos con que se fabrican esencialmente los diodos.
- I.4. ¿Cuántos electrones de valencia tienen el silicio y el germanio?
- I.5. ¿Qué significa nivel de excitación?
- I.6. ¿Puede un campo eléctrico exterior influir fácilmente en un electrón que está en un nivel de excitación?
- I.7. ¿Qué produce un electrón cuando salta de una órbita a otra?
- I.8. ¿Cuándo absorbe energía un electrón?
- I.9. ¿Cuándo se produce la ionización o ruptura de un electrón?
- I.10. ¿A qué se le llama capa de valencia?



- I.11. ¿Qué es la banda de energía y qué es la de conducción?
- I.12. ¿Qué hace que una barra de germanio o de silicio disminuya su resistencia?
- I.13. ¿A qué se le llama conducción intrínseca?
- I.14. ¿Cuál es el mecanismo por el que se generan los huecos?
- I.15. ¿Cuáles son los portadores de corriente predominante en un material tipo *P*?
- I.16. Mencione algunos elementos contaminados.
- I.17. ¿Cuáles son los portadores de corriente que predominan en un material tipo *P*?
- I.18. ¿Por qué se prefiere el silicio al germanio?

## CAPÍTULO II

# DIODO DE UNIÓN

**E**l diodo semiconductor es un elemento electrónico de dos terminales (ánodo y cátodo) que tiene la propiedad de conducir la corriente eléctrica en un sentido. En la sección anterior se estudió el elemento tipo *P* y el tipo *N*. En ésta analizaremos la unión *PN*, la ecuación de la corriente del diodo y la polarización directa e inversa, asimismo se verán ejemplos numéricos con el diodo y sus aplicaciones.

### II.1. UNIÓN DEL ELEMENTO *PN*

La unión *PN* se considera como la frontera entre la capa o cristal tipo *P* y la del material tipo *N*, los cuales se han llevado a un contacto uniforme.

En la figura II.1 se muestran los dos materiales que conforman un diodo. Los círculos con el signo menos de la región *P* representan los iones negativos que han adquirido carga negativa, porque han capturado electrones a fin de llenar los huecos que previamente existían en la impureza. Los signos más en el lado *P* representan los huecos libres que se desplazan en dicha región. Igualmente, los círculos con signo más de la región *N* representan los iones positivos ligados de la impureza que han perdido sus electrones débilmente ligados, y los de signo menos son los electrones.

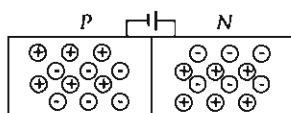
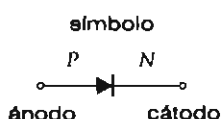


Figura II.1. Unión *PN* sin fuente de voltaje.

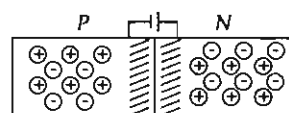


Figura II.2. El área achurada muestra la región vacía.

De la figura anterior, el negativo de la pila representa los iones negativos en *P* y el positivo representa los iones positivos.

Por cada hueco que atraviesa la unión desde el lado *P* al *N* queda un ion negativo inmóvil sin neutralizar en el lado *P*; de igual modo, cada electrón que cruza del lado *N* al *P* deja un ion positivo sin neutralizar. Este flujo de huecos de *P* a *N* y de electrones del lado *N* al *P* constituye una corriente de *recombinación* a través de la unión. Por otra parte, los iones inmóviles no neutralizados de cada lado de la unión reciben el nombre de *cargas descubiertas* y el campo eléctrico entre ellas puede representarse por la pila de la figura anterior, que indica el potencial de la barrera establecida por las cargas descubiertas y en oposición a la corriente de recombinación.

Puesto que los materiales  $P$  o  $N$  no son perfectos, el  $P$  contendrá algunos electrones libres originados por la ruptura de enlaces covalentes a causa de la agitación térmica; lo mismo sucede con el material  $N$ , que contendrá algunos huecos, pues aquellos que pertenecen al material  $P$  son los portadores mayoritarios, mientras que los electrones de ese mismo material son los minoritarios. De igual manera acontece con el material  $N$ , pues en éste predominan como portadores mayoritarios los electrones y los portadores minoritarios son los huecos.

La contaminación que recibe un cristal  $P$  o  $N$  es por lo común resultado de concentraciones de un átomo de impureza por cada  $10^8$  átomos de silicio. Cada átomo de impureza reemplaza a un átomo de silicio en la estructura del cristal, con lo que ésta permanece básicamente inalterada por la contaminación. Sin embargo, los átomos de impurezas incrementan considerablemente la cantidad disponible de electrones o huecos libres, lo que altera las características eléctricas de los cristales.

Si un electrón de la región  $P$  se desplaza hasta la región de la unión, caerá bajo la influencia del campo eléctrico que en ella existe y será arrastrado hasta  $N$  a través de la región vacía (región que contiene las cargas descubiertas) por los iones positivos que se encuentran en el lado  $N$ . Lo mismo sucede con los huecos generados térmicamente en el material  $N$ , que son los que constituyen los portadores minoritarios, los cuales serán arrastrados a través de la región vacía desde el lado  $N$  al  $P$ . Este flujo de portadores es ayudado por el potencial de la barrera.

## II.2. CORRIENTES ELÉCTRICAS INTERNAS EN EL DIODO

Cuando no se aplica al diodo diferencia de potencial entre sus terminales, las condiciones de equilibrio son las siguientes:

$$I_r = I_{rh} + I_{re}$$

La ruptura de enlaces covalentes producirá la  $I_g$ :

$$I_g = I_{gh} + I_{ge}$$

$I_r$ : corriente neta de recombinación a través de la unión.

$I_{rh}$ : corriente de recombinación de huecos que pasan de  $P$  a  $N$ .

$I_{re}$ : corriente de recombinación de electrones que cruzan de  $N$  a  $P$ .

Al mismo tiempo, la ruptura de enlaces covalentes producirá la corriente neta generada térmicamente  $I_g$ , ya que los portadores minoritarios son arrastrados a través de la barrera. Sus dos componentes son:

$I_{gh}$ : corriente generada térmicamente de huecos que cruzan de  $N$  a  $P$ .

$I_{ge}$ : corriente generada térmicamente de electrones que pasan de  $P$  a  $N$ .

La  $I_g$  depende de la temperatura, mas no del potencial eléctrico que se le aplica al diodo.

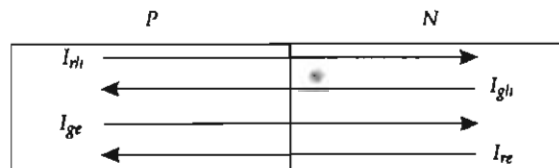


Figura II.3. Representación del diodo sin tensión eléctrica.

Al no haber diferencia de potencial entre los extremos del diodo, se tiene:

$$I_r = I_g \quad (II.1)$$

### II.3. ECUACIÓN DEL DIODO

Ahora, al aplicar un potencial eléctrico  $V$  entre las terminales del diodo, éste produce un campo eléctrico que se opone al establecido por el potencial de la barrera en el cristal. Esto se llama *polarización directa* del diodo. Con lo anterior sucede que, al reducir el ancho de la barrera, la corriente de recombinación aumenta gradualmente, porque un mayor número de huecos de la región  $P$  y de electrones del lado  $N$  pueden atravesar la unión y recombinarse. Es decir, la  $I_r$  (corriente de recombinación) aumenta y la corriente generada térmicamente,  $I_g$ , no varía gran cosa, ya que depende únicamente de la temperatura y no de la tensión.

Al colocar la fuente de voltaje en la forma que se muestra en la figura II.4, circulará una corriente real que sobrepasará la barrera. Esta corriente está dada por:

$$I_r = I_{r0} \cdot e^{-\left(\frac{V_B}{kT/q}\right)} \quad (II.2)$$

en donde:

$I_{r0}$ : corriente del número neto de portadores que inician el camino a través de la unión.

$V_B$ : potencial eléctrico de la barrera.

$k$ : constante de Boltzmann =  $1.38 \cdot 10^{-16}$  erg/K.

$T$ : temperatura en K.

$q$ : carga del electrón =  $1.6 \cdot 10^{-19}$  Coulomb.

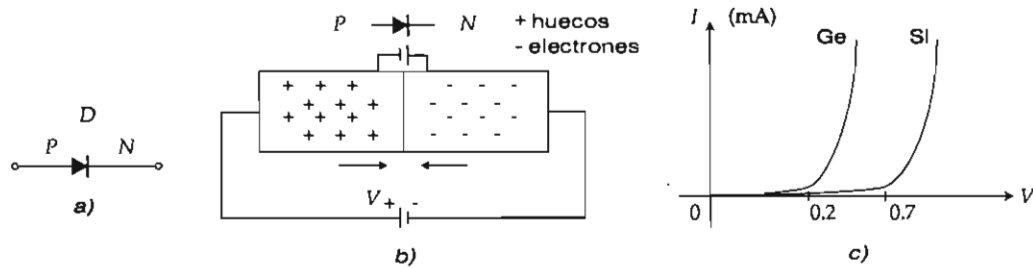


Figura II.4. a) Símbolo del diodo. b) Diodo polarizado directamente. c) Su característica voltaje-corriente.

Sustituyendo la ecuación (II.1) en la (II.2), nos queda:

$$I_g = I_{r0} \cdot e^{-\left(\frac{V_B}{kT/q}\right)} \quad (II.3)$$

Al aplicarle la diferencia de potencial  $V$  entre los extremos del diodo, la barrera de potencial se reduce:

$$I_r = I_{r0} \cdot e^{-\left(\frac{V_B - V}{kT/q}\right)} = I_{r0} \cdot e^{-\left(\frac{V_B}{kT/q}\right)} \cdot e^{+\left(\frac{V}{kT/q}\right)} \quad (II.4)$$

La ecuación (II.3) en la (II.4):

$$I_r = I_g \cdot e^{\left(\frac{V_g}{kT/q}\right)} \quad (\text{II.5})$$

La corriente neta en la unión del diodo es la diferencia de la recombinación y de la corriente generada térmicamente, la cual circula en dirección opuesta, ya que la corriente total en la unión es igual a la corriente externa.

$$I = I_r - I_g \quad (\text{II.6})$$

La ecuación (II.5) en la (II.6):

$$I = I_g \cdot \left( e^{\left(\frac{V}{kT/q}\right)} - 1 \right)$$

Por lo general  $I_g$  se denomina corriente de saturación ( $I_s$ ), la cual es producida por valores más negativos que 0.1 V.

Ecuación del diodo:

$$I = I_s \left( e^{\left(\frac{V}{kT/q}\right)} - 1 \right) \quad (\text{II.7})$$

donde  $V_T = kT/q = 26 \text{ mV}$  es el voltaje térmico.

## II.4. POLARIZACIÓN DIRECTA DEL DIODO

*Polarizar* quiere decir darles valores adecuados de voltaje y de corriente a los elementos electrónicos a partir de resistores, para que éstos funcionen en forma correcta.

Sea la figura II.4 en la que se variará la fuente de voltaje  $V$ .

Según las condiciones establecidas en la figura II.4b y tomando a  $V = 0 \text{ V}$ , la recombinación de un electrón va a ocupar el lugar de un hueco, y el electrón, al haberse desplazado, será ocupado por otro hueco, el cual a su vez deja un lugar para otro electrón, dejando éste otro lugar que será ocupado por otro hueco, y así sucesivamente. Lo anterior acontece en condiciones normales y a temperatura ambiente.

Si ahora se incrementa el voltaje en centésimas de voltios a través del diodo, la recombinación de los huecos y de los electrones se incrementa aumentando la corriente a través de la unión. Al incrementarse  $V$  hasta 0.2 o 0.7 voltios (voltaje de ruptura del germanio o del silicio), la corriente  $I$  crece rápidamente, ya que  $V$  se hizo lo suficientemente grande para reducir el potencial interno de la barrera y dar lugar a que la corriente de recombinación sea lo bastante grande.

En otras palabras, la placa positiva de  $V$  repele los huecos y los desplaza hacia la unión, como también la placa negativa de  $V$  repele los electrones mandándolos hacia la unión.

Tanto los huecos como los electrones cruzarán la unión en forma más rápida y producirán el flujo de electrones a través de la unión. Las dos flechas debajo de la unión en la figura II.4b indican que la barrera de potencial se redujo con esta polarización.

Se recordará que, a través del material semiconductor, circulan tanto huecos como electrones, aunque por los conductores externos del diodo solamente circulan electrones.

Puesto que  $I_r \gg I_g$ , se dice que el diodo está polarizado directamente (p.d.) y en estas condiciones la caída de potencial a través del diodo es pequeña, la resistencia óhmica que presenta es de decenas o centenas y la corriente a través de la unión es la máxima. Por ello se recomienda colocar un resistor limitador de corriente en serie con el diodo, a fin de protegerlo de las corrientes bruscas.

## Diodo de unión

Por otra parte, existe una relación entre la resistencia dinámica (incremental o c-a) del diodo polarizado directamente y su corriente estática.

La conductancia dinámica del diodo es:

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = \frac{dI}{dV} = \frac{I_S \cdot e^{\left(\frac{V}{kT/q}\right)}}{kT/q} = g_f = 1/r_f \quad (\text{II.8})$$

La recíproca de (II.8) es la resistencia directa ( $r_f$ ) a c-a del diodo.

Si, por ejemplo,  $V$  (voltaje al que está sometido el diodo) es unas cinco veces mayor que  $kT/q$  (0.13 voltios), la ecuación (II.7) se reduce a:

$$I = I_S \cdot e^{\left(\frac{V}{kT/q}\right)} \quad (\text{II.9})$$

Sustituyendo la ecuación (II.8) en la (II.9), nos queda:

$$g_f = \frac{I}{kT/q}$$

$$r_f = \frac{kT/q}{I} \quad (\text{II.10})$$

A temperatura de  $27^\circ\text{C}$ ,  $kT/q = 26 \text{ mV}$ , vemos que un diodo con una  $I = 1 \text{ mA}$  presentará una  $r_f = 26 \Omega$  y con una  $I = 10 \text{ mA}$ ,  $r_f = 2.6 \Omega$  y, cuanto mayor sea la corriente, más pequeña será su resistencia dinámica.

El lector deberá recordar que la ecuación (II.10) se utilizará para determinar la impedancia de entrada en las diferentes configuraciones del transistor, el cual se verá más adelante.

## II.5. POLARIZACIÓN INVERSA DEL DIODO

Si al diodo de la figura II.4b lo dejamos igual e invertimos solamente la batería  $V$ , obtenemos la figura II.5:

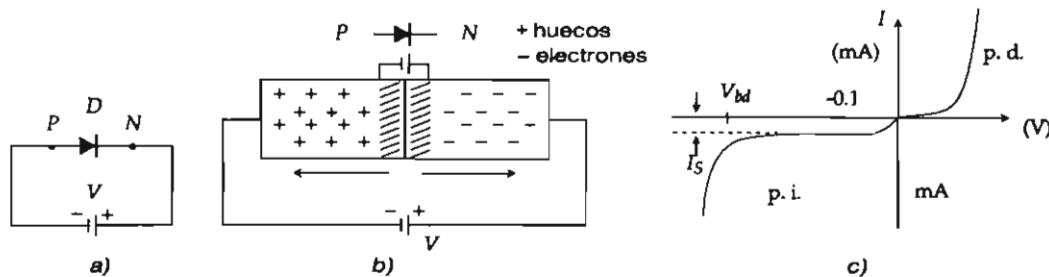


Figura II.5. a) y b) Polarización Inversa. c) Característica completa del diodo.

Para el caso de la polarización inversa (p.i.) del diodo, la placa negativa de  $V$  está conectada al ánodo y la placa positiva de  $V$ , al cátodo. Incrementar el voltaje en forma negativa hace que el campo a través del cristal sea tal, que la barrera del diodo se "vuelve" más ancha, impidiendo que los portadores crucen la unión; y cuanto más negativo sea  $V$ , más "aumenta" la anchura de la región. Cuando  $V = 0$ ,  $I = 0$ , pues  $I_r = I_g$ .

Cuando  $V$  aumenta en dirección negativa, la  $I_r$  disminuye, mientras que  $I_g$  permanece invariable. Esto explica la parte curva de la característica inversa en la vecindad del origen.

Para valores de  $V$  negativos de más de 0.1 V, la  $I_r$  es despreciable, y la  $I = I_s$ . Dicho de otra manera, la *polarización inversa* se da cuando el borne negativo de  $V$  atrae los huecos del lado  $P$  y el positivo de  $V$  atrae los electrones, de modo que la barrera de potencial se "hace" más amplia. También se puede decir que la polarización inversa se produce cuando el cátodo es más positivo que el ánodo, impidiendo el paso de la corriente a través de la unión.

En la figura II.5c se observa que el voltaje entre  $-0.1$  y  $V_{bd}$  (voltaje de la barrera del diodo) hace que la corriente inversa se incremente con el voltaje inverso, aunque se había mencionado que la  $I_s$  depende de la temperatura, no de la tensión.

El incremento de la corriente inversa, debido a la tensión inversa, hace suponer "como si" hubiese una resistencia en paralelo con la unión (resistencia de pérdida  $R_L$ ) debido a polvo o impurezas a través de la unión y a efectos poco conocidos de su superficie y que constituyen la  $R_L$ .

Los valores de  $R_L$  típicos para el germanio se extienden desde 50 k $\Omega$ , para diodos de alta potencia, hasta varios M $\Omega$ , para diodos pequeños. Para el silicio,  $R_L$  puede ser de 10 a 100 veces mayor.

Las corrientes inversas del germanio y del silicio generadas térmicamente son:

$$I_{S_{Ge}} = 10 \mu A \text{ para } t(25 \text{ a } 30)^\circ C \text{ y se duplica por } c/10^\circ C.$$

$$I_{S_{Si}} (0.001 \text{ a } 0.01 \mu A) \text{ para } t(25 \text{ a } 30)^\circ C \text{ y se duplica por } c/6^\circ C.$$

Recuerde que el intervalo de energía es mayor en el silicio que en el germanio, por lo que a una temperatura dada son menos los electrones excitados desde los enlaces covalentes a la banda de conducción.

Aunque el aumento de la temperatura es más rápido en el silicio que en el germanio, el valor inicial de  $I_s$  es tan bajo que se prefiere el silicio para temperaturas de hasta 180°C, en comparación con el germanio, que trabaja hasta los 100°C, y el arseniuro de galio, que puede usarse en temperaturas de hasta 500°C.

## II.6. CIRCUITOS EQUIVALENTES LINEALES POR TRAMOS

Muchos de los circuitos equivalentes útiles con diodos y otros elementos electrónicos no lineales se obtienen aproximando las curvas características volt-amperio por tramos. Éste es un método bastante práctico para *explicar* el funcionamiento de los circuitos que contienen semiconductores.

Las figuras II.6a y II.6b indican la característica de un diodo con el valor de la corriente inversa elevada respecto a la real.

La figura II.6c representa el tramo II en el momento en que el diodo todavía no conduce.  $E_1 \cong 1$  V "equivale" a un diodo de silicio.

La figura II.6d representa el tramo I en el que el diodo se dispara y conduce con una resistencia de 25  $\Omega$ .

La figura II.6e muestra el circuito equivalente del diodo ideal conectado en serie con una resistencia inversa de 2 k $\Omega$ , la cual impide que el diodo pueda conducir hasta que  $V$  sea una cantidad más negativa, tramo III; y  $E_2 = 10$  V en el momento que se hace evidente la ruptura inversa en serie con una resistencia  $r_z$ , la cual queda en paralelo con la de 2 k $\Omega$  para producir una resistencia neta de 11.1  $\Omega$  en la región de ruptura, tramo IV.

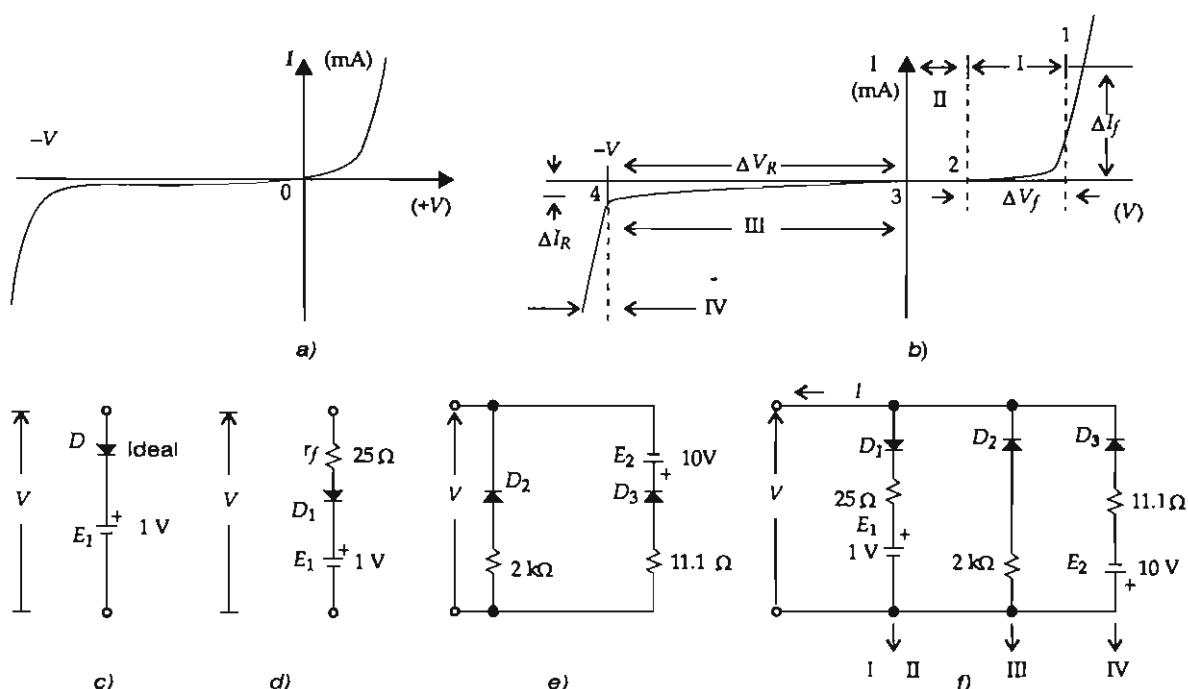


Figura 11.6. a) Característica volt-amperio de un diodo hipotético. b) La mostrada en (a) elegida en tramos. c) Circuito equivalente para el diodo en la región II. d) Circuito equivalente para el diodo en las regiones I y III. e) Circuito equivalente para la característica inversa del diodo en las regiones III y IV. f) Circuito lineal completo que describe (b).

El circuito equivalente total del diodo se muestra en 11.6f, donde, con  $V$  entre 0 y 1 V,  $I$  debe ser cero, pues el único que conduce cuando  $V$  es positivo es  $D_1$ , que está directamente polarizado por  $E_1$ , y su resistencia de entrada es  $25 \Omega$ .

$$r_f = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{2 \text{ V}}{80 \text{ mA}} = 25 \Omega$$

Cuando  $V$  es negativo y de magnitud igual o inferior a 10 V,  $D_1$  no conduce, pero  $D_2$  sí conduce, haciendo su impedancia de entrada de  $2 \text{ k}\Omega$ , tramo III.

La resistencia inversa es:

$$r_r = 10 \text{ V} / 5 \text{ mA} = 2 \text{ k}\Omega$$

Por otra parte,  $D_3$  no conduce a causa de  $E_2$ . Cuando  $V$  tiene un valor negativo de más de 10 V,  $D_3$  conduce e introduce  $11.1 \Omega$  en paralelo con los  $2 \text{ k}\Omega$ . Esta combinación produce la impedancia dinámica de  $11 \Omega$  que se requiere en la región de ruptura, tramo IV.

La impedancia dinámica zener es:

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I} = \frac{0.5 \text{ V}}{45 \text{ mA}} = 11.1 \Omega$$

El zener se tratará en otra sección más adelante.



## Ejemplo

Sea el circuito de la figura II.7, cuya señal de entrada se muestra a continuación, el circuito cuya forma de onda de salida desea conocer. El análisis del diodo es por tramos.

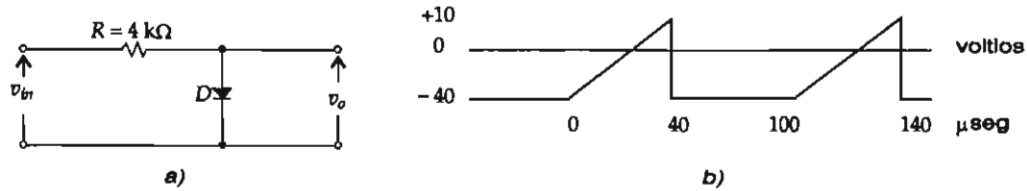


Figura II.7. a) Circuito recortador. b) Señal de entrada.

## Solución

Empezando con el voltaje de entrada del pulso:  $v_{in} = -40$  V,  $D_2$  y  $D_3$  conducen y  $D_1$  no conduce; en consecuencia,  $v_o$  se calcula aplicando el teorema de superposición.

Utilizaremos el circuito equivalente de la figura II.6f.

Haciendo que  $E_2 = 0$  V y tomando en cuenta  $v_{in}$  tenemos:

$$i' = \frac{-40 \text{ V}}{(4 + 0.0111) \text{ k}\Omega} \cong -10 \text{ mA}$$

El signo menos de  $i'$  indica que en realidad circula una corriente en sentido contrario al que se tomó.

$$v_o' = -40 - (-10 \text{ mA})(4 \text{ k}\Omega) = 0 \text{ V (figura c)}$$

Eligiendo ahora solamente a  $E_2 = 10$  V y cortocircuitando  $v_{in}$ , tenemos por divisor de voltaje:

$$v_o'' = \frac{1.33 \text{ k}\Omega(-10 \text{ V})}{(1.33 + 0.011) \text{ k}\Omega} \cong -10 \text{ V (figura d)}$$

Los circuitos de las expresiones anteriores se muestran a continuación:

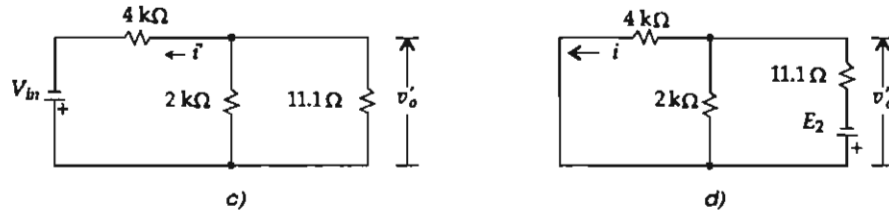


Figura II.7. c)  $v_{in} = -40$  V,  $E_2 = 0$  V. d)  $E_2 = 10$  V,  $v_{in} = 0$  V

El valor neto de  $v_o$  cuando  $v_{in} = -40$  V es:

$$v_o = v_o' + v_o'' = 0 + (-10) = -10 \text{ V}$$

Región III: el circuito para dicha región es:

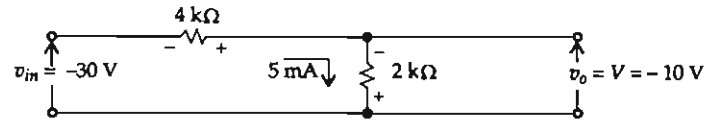


Figura II.7. e) Con  $v_o = -10$  V

Exactamente con  $-10$  V,  $D_3$  deja de conducir,  $D_2$  conduce y  $D_1$  está polarizado inversamente, siendo la corriente:  $I = -10 \text{ V} / 2 \text{ k}\Omega = -5 \text{ mA}$ .

Esta corriente pasa por la resistencia de  $4 \text{ k}\Omega$ , con una diferencia de potencial de  $20 \text{ V}$ , y el  $v_{in}$  será igual a  $-30 \text{ V}$ . Por otra parte,  $D_2$  deja de conducir cuando el  $v_{in}$  cambia a valores positivos.

Región II: en este segmento,  $D_1$  no conduce por no haber alcanzado el voltaje suficiente para romper la barrera de potencial (caso ideal).

Región I: cuando  $v_{in} = +1 \text{ V}$ ,  $D_1$  conduce,  $I = 0 \text{ mA}$  (caso ideal por estar el segmento de la conducción en el origen) y  $v_o = 1 \text{ V}$ .

Cuando  $v_{in} = +10 \text{ V}$ , sólo conduce  $D_1$  y la corriente del diodo es:

$$I = \frac{v_{in} - V_1}{4000 + 25} = \frac{(10 - 1)\text{V}}{4025 \Omega} = 2.24 \text{ mA}$$

Entonces:  $v_o = v_{in} - RI = 10 \text{ V} - 4 \text{ k}\Omega \cdot 2.23 \text{ mA} = 1.08 \text{ V}$ .

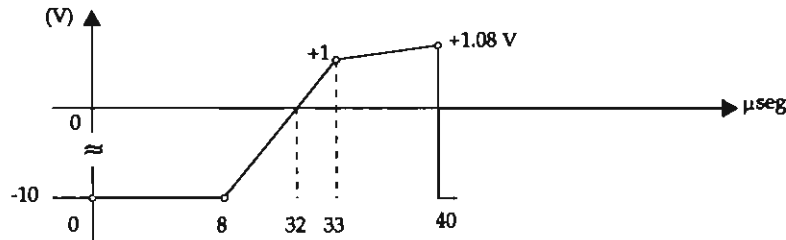


Figura II.7. f) Forma de onda del voltaje de salida.

Como se pudo observar tanto en la parte anterior como en el ejemplo, el estudio del diodo por segmentos es un poco laborioso cuando no se tienen las curvas características volt-amperio, a saber, los valores de la resistencia directa, la resistencia inversa o el valor del voltaje inverso. Por este motivo se acostumbra hablar del diodo cuando éste está *polarizado directamente*, tramo I, y cuando el diodo queda *polarizado inversamente*, tramo III figura II.6b. Así por ejemplo, de la figura II.6b tenemos que la resistencia directa del diodo para valores sugeridos es:

$$r_f = \frac{\Delta V_f}{\Delta I_f} = \frac{V_1 - V_2}{I_1 - I_2} = \frac{1 - 0}{10 \text{ mA} - 0} = \frac{1}{10 \text{ mA}} = 100 \Omega$$

Su resistencia inversa, tomando un voltaje inverso de  $75 \text{ V}$  y una corriente inversa o de fuga de  $5 \mu\text{A}$ , es:

$$r_r = \frac{\Delta V_R}{\Delta I_R} = \frac{V_4 - V_3}{I_4 - I_3} = \frac{75 - 0}{5 \mu\text{A} - 0} = 15 \text{ M}\Omega$$

## II.7. EJEMPLOS NUMÉRICOS

Los ejemplos siguientes tienen como fin utilizar las expresiones matemáticas obtenidas en el presente capítulo.

1. Calcule la tensión de salida del siguiente circuito:

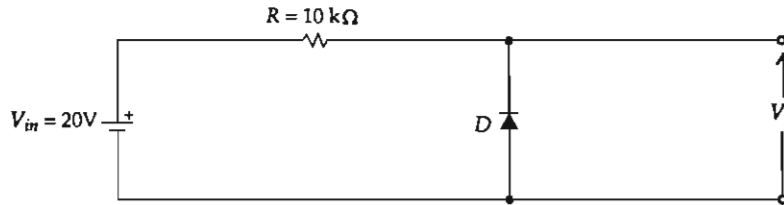
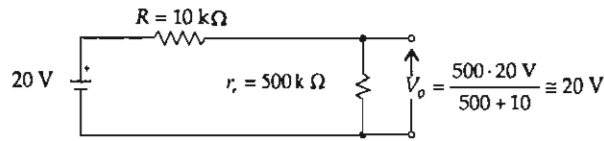


Figura II.8. Circuito con diodo.

### Solución

Como el diodo está polarizado inversamente (p.i.) ha de suponerse que la *resistencia inversa* ( $r_r$ ) es de varios cientos de  $k\Omega$  o mayor; si suponemos que tiene  $500 k\Omega$ , se podrá tomar como un divisor de tensión.



2. Calcule el voltaje de salida de la figura II.9:

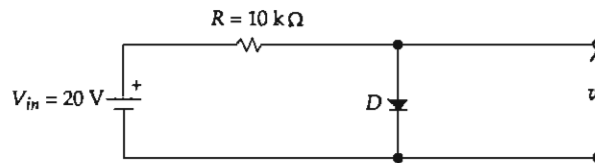


Figura II.9. Circuito con diodo en paralelo.

### Solución

En este caso el diodo está polarizado directamente y, si es de germanio, la barrera de potencial será de  $0.2 V$  aproximadamente, conduciendo el diodo.

Tomando una  $I_S = 10 \mu A$  (corriente de saturación) y una *resistencia directa* ( $r_f$ ) de  $200 \Omega$ , tenemos que:

$$I = \frac{20 V}{(10 + 0.2) k\Omega} \cong 2 \text{ mA}$$

y por la ecuación del diodo:

$$I = I_S \left[ e^{\left( \frac{V}{kT/q} \right)} - 1 \right]$$

### Diodo de unión

sustituyendo los valores anteriores:

$$I = 10 \mu\text{A} \left[ e^{\left(\frac{V}{26 \text{ mV}}\right)} - 1 \right]; \quad \frac{2000 \mu\text{A}}{10 \mu\text{A}} + 1 = e^{\left(\frac{V}{26 \text{ mV}}\right)}; \quad 201 = e^x$$

$$x = \ln 201 = \frac{V}{26 \text{ mV}} = 5.31$$

Por tanto:  $V = 5.31 \cdot 26 \text{ mV} \cong 0.14 \text{ V}$ .

Y la resistencia directa o estática del diodo es:

$$r_f = \frac{0.14 \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 70 \Omega$$

Observe que anteriormente supusimos una  $r_f = 200 \Omega$ .

3. Determine el voltaje alterno de salida para el circuito de la figura II.10a, considerando que el diodo trabaja a una frecuencia demasiado baja para compararlo con un resistor:

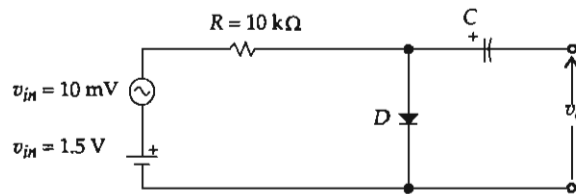


Figura II.10. a) Circuito con diodo en paralelo y componente alterno de entrada.

### Solución

Como se puede observar, el diodo queda polarizado directamente, apareciendo el voltaje a través de la resistencia directa. A corriente directa (c-d), se cortocircuita la fuente de voltaje alterno y se trabaja solamente a c-d, esto es:

$$I = \frac{1.5 \text{ V}}{82 \Omega} = 18.3 \text{ mA}$$

La resistencia dinámica directa (c-a) es:

$$r_f = \frac{kT/q}{I} = \frac{26 \text{ mV}}{18.3 \text{ mA}} = 1.42 \Omega$$

A corriente alterna (a-c) se cortocircuita la fuente directa de 1.5 V y el voltaje de salida es el divisor de tensión formado por la resistencia del diodo, el resistor de carga del diodo es de  $82 \Omega$  y la fuente de 10 mV.

$$V_o = \frac{1.42 \cdot 10 \text{ mV}}{1.42 + 82} = 0.17 \text{ mV Divisor de voltaje}$$

Considerando la siguiente característica del diodo, la forma de onda del voltaje de salida y el punto de trabajo  $Q$  es el mostrado en la figura II.10b:

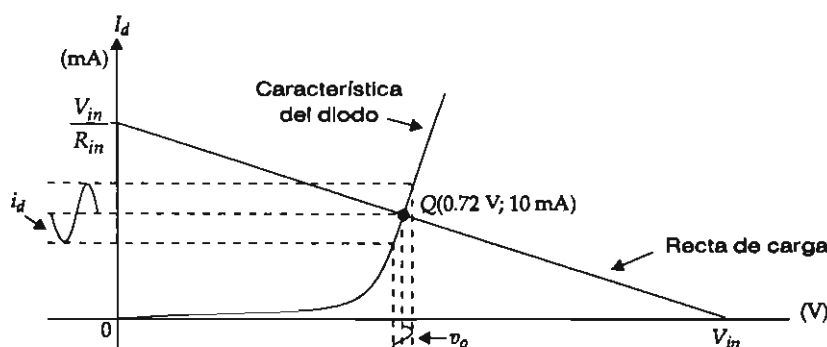


Figura II.10 b) Línea de carga del diodo y la forma de su onda del voltaje de salida.

## II.8. DIODOS RECTIFICADORES

Los rectificadores son circuitos electrónicos no lineales capaces de convertir la corriente alterna en corriente continua. Este tipo de circuitos son precisamente los que se utilizan en todo equipo electrónico, ya que constituyen la fuente de energía para alimentar al resto del circuito electrónico que requiere corriente continua, ya que, después de ser rectificada, hay que *aplanarla* por medio de capacitores conectados en paralelo con la resistencia de carga.

Cuando el capacitor *aplan*a o *empareja* la forma de onda y produce un voltaje c-d igual al pico positivo máximo ( $V_m$ ) de la señal de entrada c-a, el circuito se convierte en un *detector de pico* perfecto.

### II.8.1. El diodo como rectificador de media onda

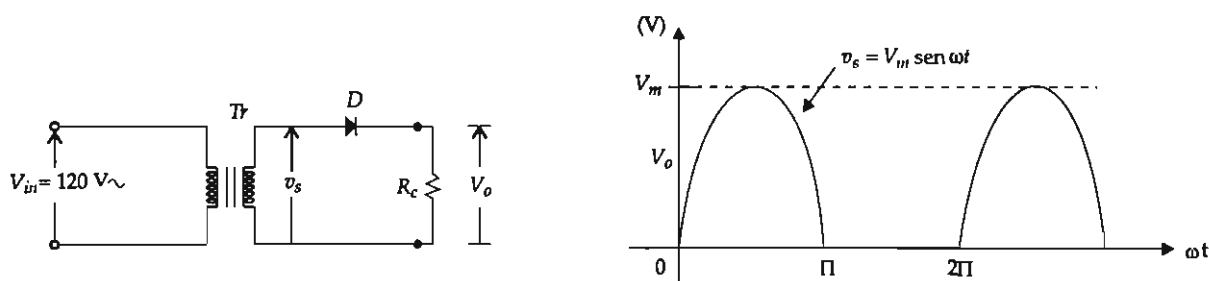


Figura II.11. Circuito rectificador de media onda y la forma de su onda de voltaje de salida.

### Funcionamiento del circuito

Durante el semiciclo positivo del secundario y cuando la parte superior de éste sea más positiva que la inferior, el diodo lleva a cabo la conducción. Esto se debe a que el diodo se ha polarizado directamente, teniendo una  $r_f$  pequeña (decenas o centenas de ohmios), una caída de potencial en la unión de 0.2 o 0.7 V, según el tipo de diodo (Ge o Si), y una corriente máxima que, al circular por la resistencia de la carga ( $R_c$ ) y por la ley de Ohm, origina una diferencia de potencial que vienen siendo los semiciclos positivos que aparecen en la figura anterior.

### Diodo de unión

En el semiciclo negativo del secundario, cuando la parte superior del secundario del transformador ( $T_s$ ) es más negativa que su parte inferior, el diodo se polariza inversamente, no conduciendo y presentando una resistencia inversa de varios  $k\Omega$ , por lo que no circula corriente y la caída de potencial del diodo es la del secundario. La razón de esto es que, como el diodo presenta una resistencia mucho mayor que la resistencia de carga ( $R_C$ ), no aparece caída de voltaje en ésta.

Ahora determinaremos el voltaje a corriente continua de la forma de onda de salida, que será el voltaje que registre un multímetro en la escala de c-d.

El *voltaje medio* o *promedio* o *a corriente continua* está dado por la suma algebraica de las áreas de una determinada forma de onda, en un periodo dado:

$$V_{c-d} = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^T V_m \sin \omega t d(\omega t) = -\frac{V_m}{2\pi} \left[ -\cos \omega t \right]_0^T + 0 d(\omega t) \Bigg\}$$

$$V_{c-d} = -\frac{V_m}{2\pi} (-1 - 1) = \frac{V_m}{\pi} = 0.318 V_m$$

Este valor es el tomado por un multímetro en la escala c-d.

El *voltaje eficaz* o *rms* de la forma de onda está dado por:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \left[ \frac{1}{2\pi} \omega t - \frac{1}{4} \sin 2\omega t \right]_0^T} = \sqrt{\frac{V_m^2}{2\pi} \left[ \frac{\pi}{2} \right]}$$

$$V_{ef} = \frac{V_m}{2} = 0.5 V_m$$

El *factor de forma* (*f. de f.*) está dado por:

$$f. de f. = \frac{V_{ef}}{V_{c-d}} = \frac{0.5 V_m}{0.318 V_m} = 1.57$$

(Es un valor numérico adimensional y único para cada forma de onda en particular.) El *factor de rizo* ( $r$ ) es el valor eficaz de las componentes alternas de las tensiones (o corrientes) entre el  $V_{c-d}$ , es decir, es el valor de la componente alterna dentro del valor continuo.

Por otra parte, debemos tomar en cuenta que el valor eficaz de una onda está constituido por componentes-armónicos y se representa como la raíz cuadrada de la suma de los cuadrados de los valores eficaces de las componentes aisladas. De este modo, puesto que la componente continua es una componente armónica de frecuencia cero, pero no así la componente alterna en el sentido aquí empleado, entonces:

$$r = \sqrt{\frac{I_{ef}^2 - I_{CC}^2}{I_{CC}^2}} = \sqrt{\left[ \frac{I_{ef}^2}{I_{CC}^2} \right] - 1} = \sqrt{(f. de f.)^2 - 1}$$

$$r = \sqrt{(1.57)^2 - 1} = 1.21$$

El factor de rizo para el rectificador de media onda en porcentaje es  $r = 121$  por ciento.

El voltaje pico inverso (PIV) en el momento en que el diodo no conduce es igual al  $V_m$  del secundario. Este valor no debe ser mayor al estipulado por el fabricante, porque el diodo se daña.

Suponga que el secundario del transformador sea elevador de voltaje a 800 o 1 000 voltios, con estos voltajes ciertos diodos se dañan y quedan inservibles.

### II.8.2. Rectificador de onda completa

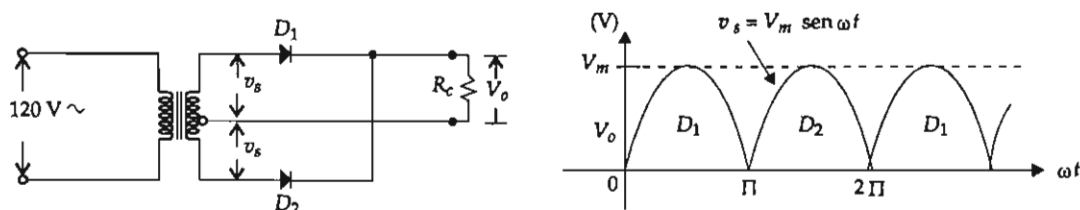


Figura II.12. Circuito rectificador de onda completa y la forma de su onda de salida.

#### Funcionamiento

Este circuito consta de dos diodos y en un ciclo completo debe rectificar cada uno de los diodos. En este caso se sobreentiende que el transformador tiene derivación central.

Durante el semiciclo positivo del secundario, el diodo  $D_1$  conduce por ser más positivo el ánodo que el cátodo, lo cual significa que está polarizado directamente. El  $D_2$ , en cambio, no conduce por estar el ánodo de éste al negativo de la parte inferior del secundario. El sentido de la corriente convencional para este primer semiciclo es: el positivo de la parte superior del secundario a través del diodo y de  $R_c$  para regresar por la parte de arriba de la derivación y para cerrar el ciclo por el secundario (parte superior).

En el semiciclo negativo del secundario, el ánodo de  $D_2$  está conectado al positivo del secundario (parte inferior), por lo que  $D_2$  conduce y  $D_1$  está en polarización inversa, lo que equivale a estar abierto, esto es, que no conduce. Lo anterior se da porque el negativo de la parte superior del secundario va al ánodo del  $D_1$ . Al circular en el semiciclo negativo, la corriente lo hace partiendo de la parte inferior del secundario, a través de  $D_2$ , hasta el nodo. Hacia el  $D_1$  no circula la corriente por haber quedado polarizada inversamente; después circula a través de  $R_c$  para regresar por la parte inferior de la derivación y por la segunda bobina del secundario.

El valor del voltaje a corriente continua de la forma de onda de salida es el siguiente:

$$V_{c-d} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \sin \omega t \, d(\omega t) = -\frac{V_m}{\pi} [\cos \omega t]_0^T = -\frac{V_m}{\pi} (-1 - 1) = \frac{2 V_m}{\pi}$$

$$V_{c-d} = 0.636 V_m$$

El voltaje eficaz es:

$$V_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t \, d(\omega t)} = \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \omega t - \frac{1}{4} \sin^2 \omega t \right]_0^{\pi}} = \sqrt{\frac{V_m^2}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \pi - \frac{1}{4} 0 \right]}$$

$$V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = 0.707 V_m$$

### Diodo de unión

El factor de forma será:

$$f. def. = 0.707 V_m / 0.636 V_m = 1.1$$

El factor de rizo ( $r$ ) es:

$$r = \sqrt{(f. def.)^2 - 1} = \sqrt{(1.11)^2 - 1} = 0.48, \text{ en porcentaje.}$$

$$r = 48\%$$

El voltaje pico inverso para cada diodo es  $PIV = 2 V_m$ ; esto es porque cuando un diodo conduce el otro no lo hace y, al no conducir, es como si estuviera conectado con los extremos del secundario.

### II.8.3. Circuito rectificador tipo puente

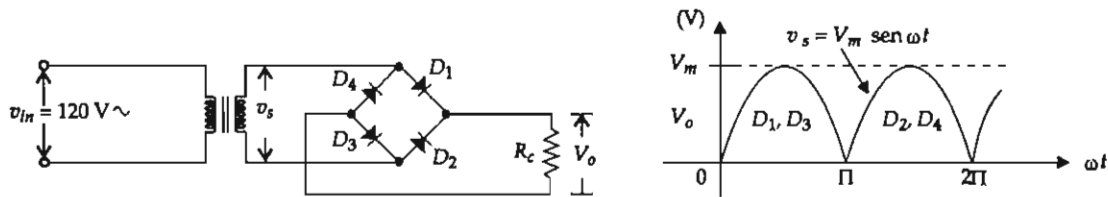


Figura II.13. Rectificador tipo puente y su señal de salida de onda completa.

### Funcionamiento

Durante el semiciclo positivo del secundario y tomando su parte superior como más positiva que la parte inferior, el diodo  $D_1$  queda polarizado en forma directa. Al conducir éste, esa corriente circula a través de  $R_c$ , por el diodo  $D_3$ , que también queda polarizado directamente, y cierra por la parte inferior del secundario. Los diodos  $D_2$  y  $D_4$  no conducen, porque el ánodo del  $D_2$  está al potencial de la parte superior del secundario y el cátodo del  $D_4$  está al potencial de la parte superior del secundario, lo que equivale a una polarización inversa. Durante el semiciclo negativo, empezamos diciendo que la corriente circulará por el diodo  $D_2$ , la cual conduce por  $R_c$ .  $D_4$  también conduce y cierra por la parte de arriba del secundario. El diodo  $D_3$  no conduce, porque el cátodo está al potencial positivo de la parte inferior del secundario, como tampoco conduce  $D_1$ , porque la parte superior del secundario está conectada al ánodo.

Las ventajas de este rectificador consisten en que no se requiere derivación secundaria, siendo el voltaje máximo el que existe entre los extremos del secundario y el voltaje de salida el doble del voltaje de salida del rectificador de onda completa con la derivación. Es conveniente que el alumno distinga la diferencia entre ambos rectificadores, ya que los dos son de onda completa.

El voltaje pico inverso (PIV) es igual al  $V_m$  del secundario.

Si  $D_1$  y  $D_3$  conducen,  $D_2$  y  $D_4$  están al corte soportando el  $V_m$  de entrada, pues, como la resistencia directa de  $D_1$  y  $D_3$  es pequeña, el cátodo de  $D_2$  está conectado a la terminal superior del transformador y el ánodo de  $D_4$  a la parte inferior del secundario.



## II.8.4. Doblador de voltaje de onda completa

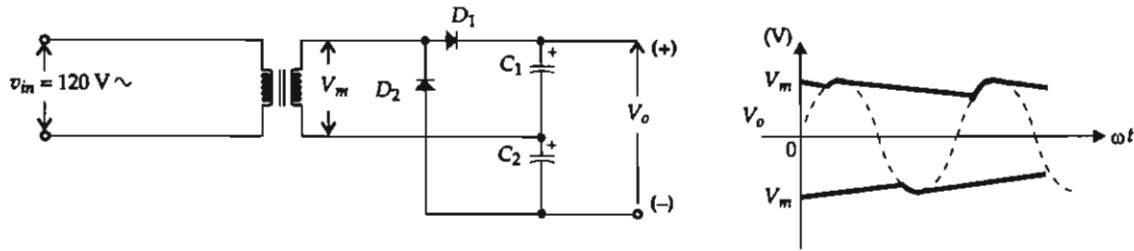


Figura II.14. Circuito doblador de tensión y su señal de salida.

## Funcionamiento del circuito

En el semiciclo positivo del secundario, cuando la parte superior de éste es más positiva que su parte inferior,  $D_1$  conduce presentando una pequeña caída de potencial a través de él (0.2 o 0.7 V, según si el diodo es de germanio o de silicio); su resistencia será del orden de decenas o centenas de ohmios, con lo cual, al conducir el diodo, carga el capacitor  $C_1$  al voltaje máximo ( $V_m$ ) del secundario. En este semiciclo,  $D_2$  no conduce. Durante el semiciclo negativo, cuando la parte superior del secundario es más negativa que su parte inferior, ésta coincide con la placa positiva del  $C_2$ , haciendo que este capacitor se cargue al valor máximo del voltaje del secundario, y el  $D_2$  conduce, ya que el cátodo de este diodo concuerda con el negativo de la parte superior del secundario.

De la señal de salida se puede observar que, viniendo de un semiciclo positivo (1), el capacitor  $C_1$  se carga al  $V_m$  y durante el semiciclo negativo (2)  $C_1$  tiende a descargarse sin lograr hacerlo, ya que enseguida se presentará el otro semiciclo positivo que lo vuelve a cargar. Lo mismo sucede con el semiciclo negativo: en éste,  $C_2$  (4) se carga y se descarga durante el semiciclo positivo (3). El voltaje así obtenido en la salida viene siendo  $2 V_m$ .

Si en el circuito anterior ponemos la tierra o el borne neutro en el negativo de  $C_1$  y la terminal inferior del secundario, o sea la placa positiva de  $C_2$ , obtenemos un circuito con dos voltajes: uno positivo (+) a través de  $C_1$  y el otro negativo (-) a través de  $C_2$ ; estos voltajes son respecto a la nueva tierra. El circuito anterior a menudo se aplica en el diseño de fuentes de alimentación de dos voltajes, como en el caso de los amplificadores operacionales que requieren +15 y -15 V.

Claro que tales voltajes de +15 y -15 V deben hacerse conectando un resistor en serie con diodos zener o colocando un circuito integrado llamado *regulador de voltaje*, como el 7815 y el 7915.

## II.8.5. Doblador de voltaje en cascada o de media onda

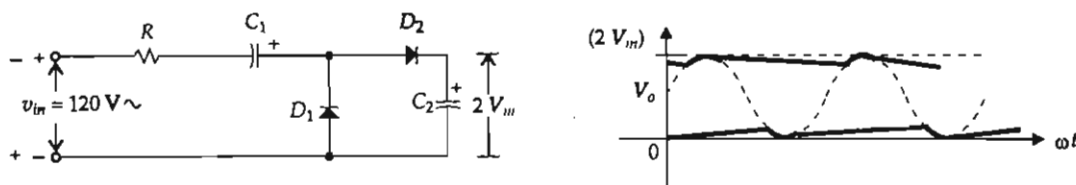


Figura II.15. Doblador de tensión y la forma de su onda de salida.

### Funcionamiento del circuito

Para explicar el funcionamiento del doblador partimos de uno de los semiciclos negativos, cuya parte inferior del secundario es más positiva que la parte superior, de aquí que  $D_1$  conduce y carga el  $C_1$  al  $V_m$  del secundario y  $D_2$  no conduce (polarización inversa de  $D_2$ ) por estar conectado el negativo de la parte superior del secundario al ánodo de  $D_1$  y éste a través de  $C_1$ .

El circuito de la figura II.15 no necesariamente tiene que ir conectada directamente a la línea de 120 V alternos, puede ser el secundario de un transformador.

En el semiciclo positivo, el  $V_m$  del secundario y el voltaje de  $C_1$  están en suma aditiva, por lo que el  $D_2$  conduce, ya que la placa positiva de  $C_1$  está conectada al ánodo de  $D_2$  y también al cátodo de  $D_1$ , por lo que éste no conduce. Al conducir o al estar polarizado directamente  $D_2$ , éste transfiere los dos voltajes máximos ( $2 V_m$ ) a  $C_2$ , y el voltaje de salida es  $v_o$ .

Ahora se coloca a la izquierda o derecha del signo  $-$  (parte superior del secundario) el  $+$ , y en la parte inferior el  $-$  a la izquierda o derecha del signo  $+$  y, leer:  $-$  de la parte inferior del secundario,  $+$ ,  $-$ ,  $+$  de la parte positiva del  $C_2$ ; nos da  $2 V_m$ , el mismo voltaje que aparece a través de  $C_2$ .

Si la resistencia de carga  $R_c$  corresponde a la alta resistencia de un voltímetro c-d ordinario (por ejemplo: un miliamperímetro c-d, de 0 a 1 mA con una resistencia en serie de 1 k $\Omega$  por voltios del voltaje c-d a medir; o un microamperímetro c-d de 0 a 50  $\mu$ A en serie con 20 k $\Omega$  por voltio), la combinación constituye un voltímetro c-a que lee el valor pico-pico de la onda de entrada de c-a, directa y linealmente, en términos del voltaje de salida c-d. Recuerde que el  $C_1$  y el  $D_1$  formarán parte del fijador.

### II.8.6. Triplicador de voltaje

El circuito triplicador de voltaje es en sí un circuito doblador de voltaje conectado en serie a un rectificador de media onda  $D_3$  y un capacitor  $C_3$ .

### Funcionamiento

Si se considera que todos los capacitores están descargados en el semiciclo negativo, el  $D_1$  quedará polarizado directamente y conduciendo, y cargará el  $C_1$  al  $V_m$  del secundario. El  $D_2$  queda polarizado inversamente por ser la placa positiva de  $C_1$  el mismo punto que el ánodo de  $D_2$ .

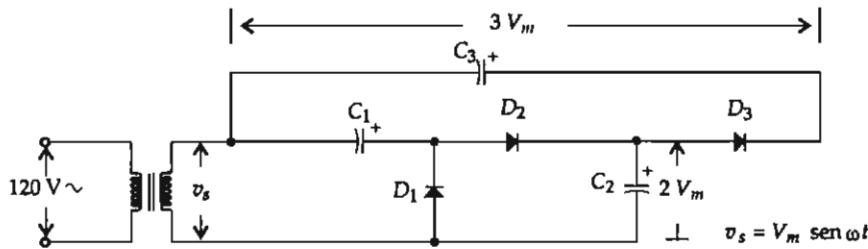


Figura II.16. Circuito triplicador de voltaje.

Durante el semiciclo positivo del secundario, el  $V_m$  se suma al voltaje que se almacenó en el  $C_1$ , haciendo que el  $D_2$  conduzca y el  $D_1$  quede al corte (p.i.). Por otra parte, a través de  $C_2$  aparece dos veces el voltaje máximo del secundario.

En el siguiente semiciclo negativo se suma el  $V_m$  del secundario a los  $2 V_m$  de  $C_2$ , haciendo que la placa positiva de  $C_2$  coincida con el ánodo de  $D_3$ , lo que hace que éste conduzca, es decir, que

quede polarizado directamente, apareciendo tres veces el  $V_m$  desde la parte superior del secundario hasta la parte positiva de  $C_3$ . Este ciclo se repite durante los semiciclos impares.

### II.8.7. Cuadruplicador de voltaje

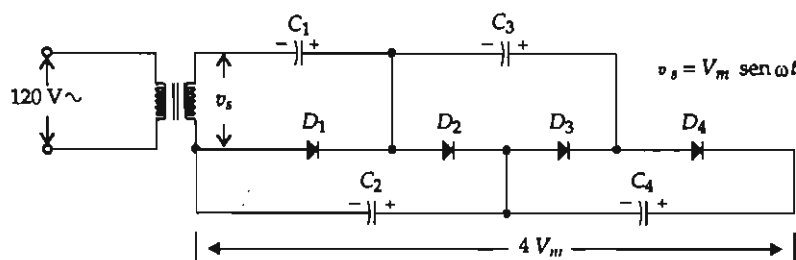


Figura II.17. Circuito cuadruplicador de voltaje.

### Funcionamiento

Si suponemos que ya han pasado algunos milisegundos de energizado el circuito, entonces, todos los diodos y capacitores funcionarán en sus respectivos semiciclos.

Durante el semiciclo negativo en el que la parte inferior del secundario es más positiva que la parte superior,  $D_1$  conduce cargando  $C_1$  al  $V_m$  del secundario, y también conduce  $D_3$ . El voltaje que aparece a través de  $C_3$  es tres veces el  $V_m$  del secundario, ya que en un semiciclo anterior  $C_2$  se había cargado a los  $2V_m$  del secundario, que, sumados con el actual, dan los  $3V_m$ . Éstos están presentes en  $C_3$  desde la parte superior del secundario hasta la placa positiva de  $C_3$ . Los diodos  $D_2$  y  $D_4$  no conducen por estar polarizados inversamente. Durante el semiciclo positivo conducirán los diodos  $D_2$  y  $D_4$ .

Como ahora la parte inferior del secundario es más negativa que su parte superior, tendremos: el voltaje máximo del secundario,  $(-), (+)$ , más los  $3V_m$  desde la parte superior del secundario hasta la placa positiva de  $C_3$ , los que aparecen desde el negativo (parte inferior del secundario) hasta la placa positiva de  $C_4$ , con lo que  $D_4$  se polariza directamente. Los diodos  $D_1$  y  $D_3$  no conducen por haber quedado polarizados inversamente.

El lector deberá invertir todos los elementos de los dos circuitos anteriores y explicar su funcionamiento, pero ahora empezando con el semiciclo positivo.

## II.9. CIRCUITOS RECORTADORES DE VOLTAJE

Otra de las aplicaciones de los diodos es la de los circuitos recortadores, los cuales requieren por lo menos dos elementos (diodo y resistor). También los hay con una o más fuentes de voltaje.

Los recortadores son circuitos capaces de disminuir el semiciclo positivo o el semiciclo negativo de una señal eléctrica cualquiera.

Los recortadores se clasifican en circuitos:

- Serie simple
- Serie polarizada
- Paralelo simple
- Paralelo polarizado

### II.9.1. Serie simple

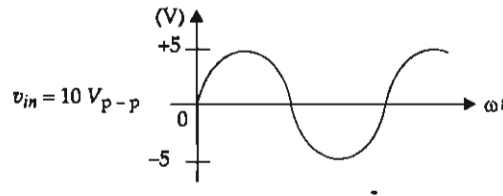
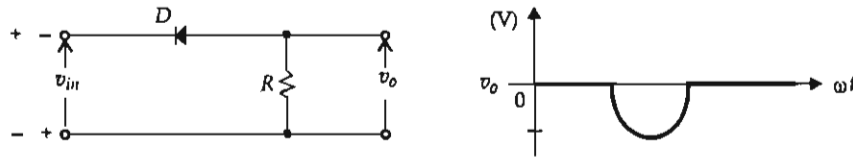


Figura II.18. Señal de entrada.

La señal de entrada será la misma para todos los circuitos siguientes, con la única salvedad de que los circuitos nones serán recortadores *positivos* y los circuitos pares recortadores *negativos*. Por otra parte, se usarán abreviaturas como: polarización directa (p.d.) y polarización inversa (p.i.), como también los signos (+) y (-). El signo (+) indicará que el semiciclo será positivo en la entrada del circuito, es decir, muestra que ese punto está a un potencial más positivo que el del signo menos. El signo (-) indica que el semiciclo será negativo en la entrada y que la parte de abajo es más negativa que la parte de arriba.

#### Funcionamiento de los circuitos recortadores

1.



En el semiciclo + el diodo se p.i., no conduciendo y presentando una resistencia inversa de orden de  $M\Omega$ , como si el diodo estuviese "abierto", con lo que el voltaje medido en la salida es cero,  $v_o = 0$  V.

Durante el semiciclo (-) el diodo se p.d. y conduce. Además, tiene una resistencia del orden de unidades de ohmios o centenas.

La corriente que circula por él será la máxima y, por la ley de Ohm, habrá una caída de potencial a través de la  $R$ , presentándose el semiciclo negativo en la salida.  $v_{in} \cong v_o$  por la caída de voltaje del diodo.

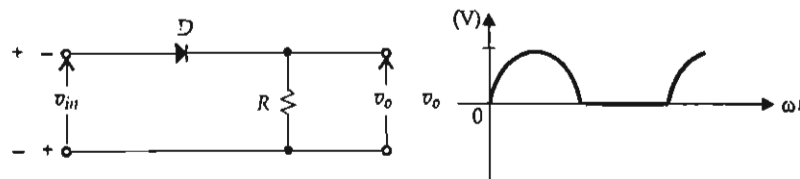
La resistencia  $R$  usada en todos los recortadores está dada por la media geométrica siguiente:

$$R = \sqrt{r_f \cdot r_r}$$

$r_f$ : resistencia directa  $\cong 100 \Omega$

$r_r$ : resistencia inversa  $\cong 15 M\Omega$

2.

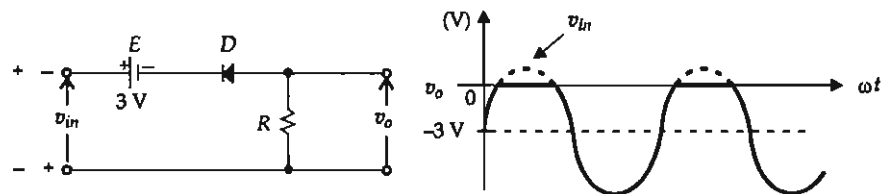


(+) El diodo se p.d., teniendo una resistencia de varias decenas o centenas de ohmios y conduce. Su caída de potencial será de 0.2 o 0.7 V (germanio o silicio respectivamente). Luego el  $v_o \equiv v_{in} - V_R$ .

(-) El diodo se p.i., presentando una resistencia del orden de  $M\Omega$ . No conduce y, al no conducir, no leeremos ningún voltaje en la salida:  $v_o = 0$  V.

### II.9.2. Serie polarizada

3.

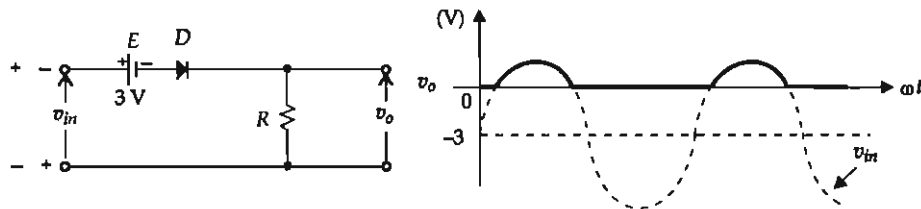


(+) Mientras el  $v_{in}$  sea menor que  $E$ , el diodo queda p.d. y conduciendo. Al conducir circula la corriente por  $R$ , produciendo una caída de potencial a través de  $R$  y  $v_o = v_{in} - V_D$  ( $V_D$  es el voltaje del diodo).

Cuando la señal de entrada es mayor que  $E$ , el diodo se p.i. y no conduce, siendo  $v_o = 0$  voltios, pues la suma de  $v_{in}$  y  $E$  se cae a través de la resistencia del diodo.

(-) Durante todo este semiciclo el diodo siempre quedará en p.d., esto es conduce, y  $v_o = v_{in} - V_D$ .

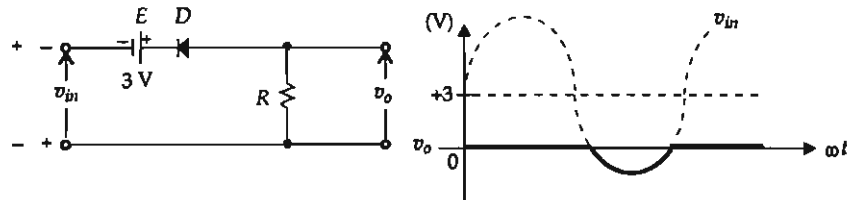
4.



(+) Mientras la señal de entrada sea menor que  $E$ , el diodo se p.i. y no conduce, luego su resistencia es grande y el  $v_o = 0$  voltios. Al ser mayor  $v_{in}$  que  $E$ , el diodo se p.d. conduciendo y  $v_o = v_{in} - V_D$ .

(-) En todo este semiciclo el diodo se p.i., no conduciendo. Al no conducir, no habrá caída de potencial a través de  $R$  y el voltaje de salida será de cero voltios.

5.

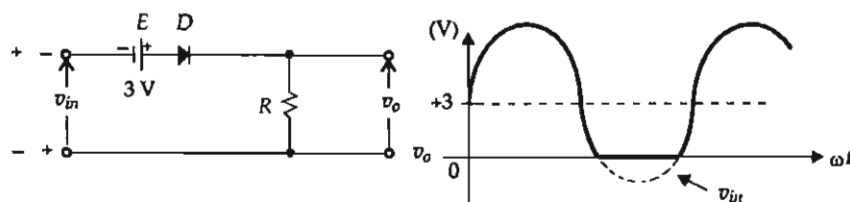


(+) El diodo se encuentra en p.i. y no conduce, pues si el  $v_{in}$  es menor o mayor que  $E$ , de todos modos el diodo está p.i. y  $v_o = 0$  V.

(-) Mientras la señal de entrada sea menor que  $E$ , el diodo estará en p.i. y no conducirá, de donde  $v_o = 0$  V.

Cuando  $v_{in}$  es mayor que  $E$ , el diodo se p.d., conduciendo, y  $v_o = v_{in} - V_D$ . Es decir, si  $v_{in}$  es menor que  $E$ , el diodo se p.i., no conduce, mientras que si  $v_{in}$  es mayor que  $E$ , el diodo se p.d. y la señal de salida de voltaje será la mostrada a la derecha.

6.



(+) El diodo se encuentra siempre en p.d., por lo que conduce, de modo que:

$$v_o = v_{in} + E - V_D$$

Para este semiciclo positivo, si  $v_{in}$  es menor que  $E$ , el diodo se p.d. conduciendo, mientras que si  $v_{in}$  es mayor que  $E$ , el diodo de todas maneras conducirá.

(-) En este semiciclo negativo y mientras la señal de entrada sea menor que  $E$ , el diodo está en p.d., conduciendo. En consecuencia:

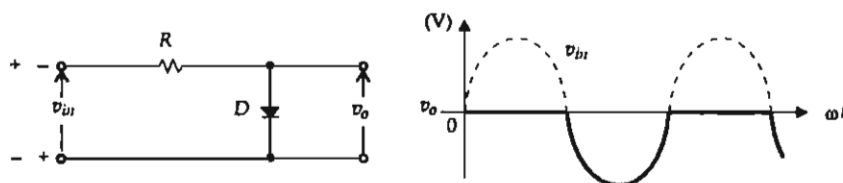
$$v_o = E - v_{in} - V_D$$

Cuando el valor absoluto de  $v_{in}$  es mayor que  $E$  (en valor absoluto), el diodo queda en p.i., por lo que no conduce corriente, así que no habrá caída de potencial a través de  $R$ . Por tanto,  $v_o = 0$  V.

El voltaje de salida es el que se muestra a la derecha en la figura anterior.

### II.9.3. Paralelo simple

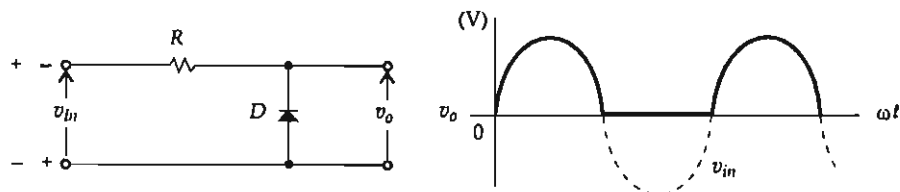
7.



(+) En este semiciclo positivo, el diodo se p.d. con una resistencia pequeña (de varias decenas o centenas de ohmios) y  $v_o$  es aproximadamente de cero voltios, ya que si el diodo es de germanio sería de 0.2 V y, si fuera de silicio, de 0.7 V.

(-) El diodo queda en p.i. y no conduce. Al no conducir, no circulará corriente, por lo que el voltaje de salida será el de entrada, es decir:  $v_o \cong v_{in}$ .

8.

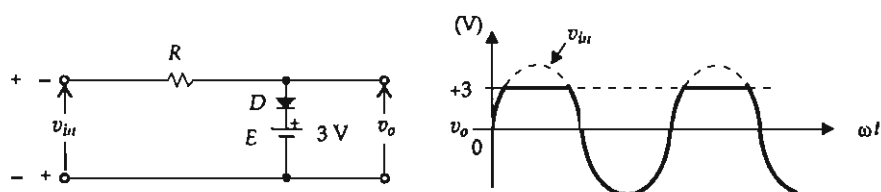


(+) En este semiciclo positivo el diodo se p.i., no conduciendo, y  $v_o = v_{in} - V_R$ , pues el voltaje de salida se toma después de  $R$  y el común o tierra.

(-) En este caso el diodo se p.d., conduciendo y  $v_o \equiv 0$  V.

#### II.9.4. Paralelo polarizado

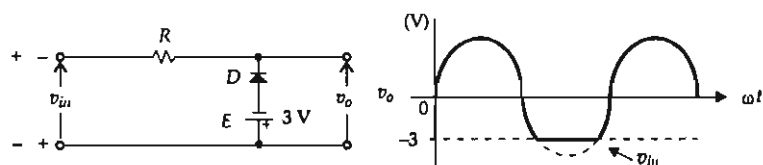
9.



(+) Durante el semiciclo positivo y mientras  $v_{in}$  sea menor que 3 V, el diodo queda en p.i., no conduciendo; pero si  $v_{in}$  es mayor que 3 V, el diodo conduce y la salida es  $v_o = 3$  V.

(-) Durante este semiciclo las fuentes quedan en suma aditiva y el diodo en p.i., por lo que  $v_o = v_{in} - V_R$ . El voltaje de salida se muestra a la derecha en la figura anterior.

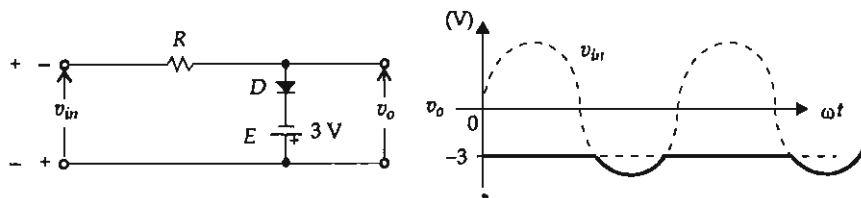
10.



(+) Durante todo este semiciclo el diodo queda en p.i., no conduciendo, pues las fuentes de voltaje quedan en serie aditiva y el voltaje de salida igual que el de entrada, menos la pequeña caída de voltaje a través de  $R$ . Por lo tanto:  $v_{in} = v_o$ .

(-) En este semiciclo y mientras el pulso de entrada sea menor que  $E$ , el diodo se polariza inversamente, no conduciendo, pero al ser mayor (en valor absoluto) que  $E$ , el diodo conduce y la salida presenta un voltaje igual a 3 voltios.

11.

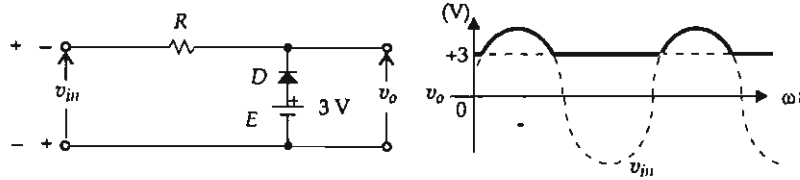


(+) Mientras ocurra este semiciclo, el diodo siempre se encontrará en p.d., por lo que conducirá, y al hacerlo, el diodo presentará una resistencia pequeña, con lo que leeremos menos 3 V(-3 V) en la salida.

## Diodo de unión

(-) En este semiciclo negativo y mientras  $v_{in}$  sea menor que  $E$ , el diodo se p.d., conduciendo, y  $v_o = 3 \text{ V}$ . Cuando  $v_{in}$  sea mayor que  $E$ , el diodo queda en p.i. y no conduce; entonces  $v_o = v_{in}$ .

12.



(+) Mientras el voltaje de entrada sea menor que  $E$ , el diodo conduce y los 3 V de  $E$  aparecen en la salida. Si el voltaje de entrada es mayor, el diodo no conduce y queda abierto, por lo que el voltaje de salida es el de entrada.

(-) En todo este semiciclo, las fuentes de voltaje están en serie aditiva y el diodo pasa a p.d., quedando el voltaje de salida igual que el de la fuente  $E$ .

Cuando  $v_{in}$  sea mayor que  $E$ , imperará el voltaje de entrada y hará que el diodo conduzca, quedando en p.d., y  $v_o = 3 \text{ V}$ .

## II.9.5. Recortador doble

### Funcionamiento del circuito

Durante el semiciclo positivo y mientras el voltaje de entrada sea mayor que  $E_1$ , el diodo  $D_1$  conducirá; al hacerlo, presentará una resistencia pequeña, con lo que habrá caída de potencial a través de él. Entonces, al tomar la lectura con el voltímetro en la salida, leeremos 3 V.

En este mismo semiciclo positivo, el diodo  $D_2$  queda en p.i. y no conduce, es decir, queda abierto.

En el semiciclo negativo y siendo  $v_{in}$  mayor que  $E_2$ , el diodo  $D_2$  se p.d., conduciendo, por lo que no tendrá caída de potencial y, si la presenta, será mínima y medirá en la salida los -3 V de  $E_2$ , ya que el negativo de la punta de prueba del multímetro la conectamos al común o tierra y el positivo (rojo) de la punta de prueba al ánodo del diodo  $D_2$  y, por estar este diodo "cortocircuitado", medimos los -3 V.

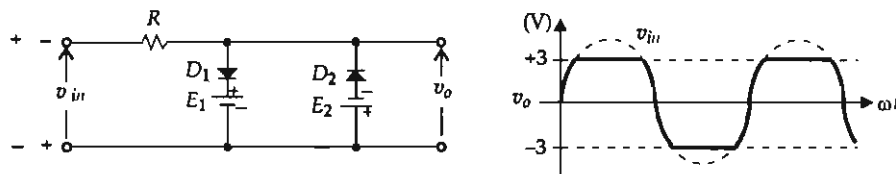


Figura II.19. Circuito recortador doble y su voltaje de salida.



#### IV.10.CIRCUITOS SUJETADORES DE VOLTAJE

Estos circuitos tienen como finalidad sujetar o fijar un voltaje a una referencia dada. Están integrados por un capacitor, un resistor y un diodo y pueden poseer fuentes de voltaje de polarización.

El resistor y el capacitor (el cual se coloca tal y como se muestra a continuación, ya que la placa positiva va conectada al generador de señales, cuyo punto es más positivo que la placa derecha, que es negativa) se fijan de tal manera que  $\tau = RC$  (constante de tiempo) sea lo suficientemente grande para garantizar que el voltaje del capacitor no cambie significativamente durante el intervalo determinado por la señal de entrada.

La señal de entrada de la figura II.20 es para todos los circuitos que se describen a continuación.

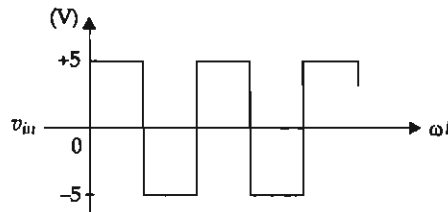
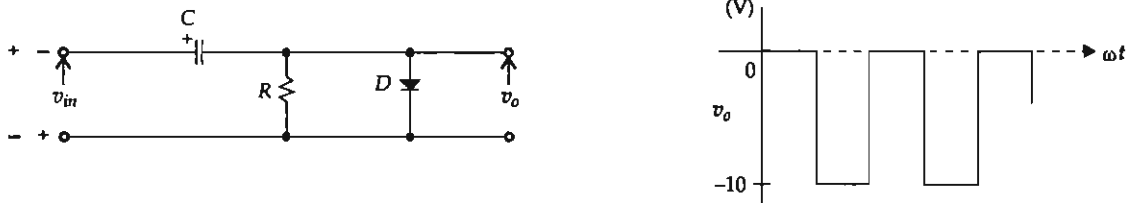


Figura II.20. Señal de entrada.

1.



En el semiciclo positivo el diodo se p.d. y conduce. Al hacerlo, tendrá una resistencia pequeña y no habrá mayor caída de potencial a través de él, de modo que el voltaje de salida será prácticamente cero voltios. Por otra parte, el capacitor se carga a +5 V:  $C = +5$  V y  $v_o = 0$  V.

Ahora, si se toma de derecha a izquierda (capacitor) y de arriba a abajo, (-), (+) de entrada, tendremos +5 V almacenados en el capacitor, +5 V de  $v_{in}$ , lo que nos da -10 V, que aparecen en la salida. Por esto, dichos circuitos no recortan prácticamente nada de voltaje; lo único que hacen es fijar el voltaje de entrada con una referencia diferente de la original.

La resistencia  $R$ , usada en todos los sujetadores, está dada por la *media geométrica*:

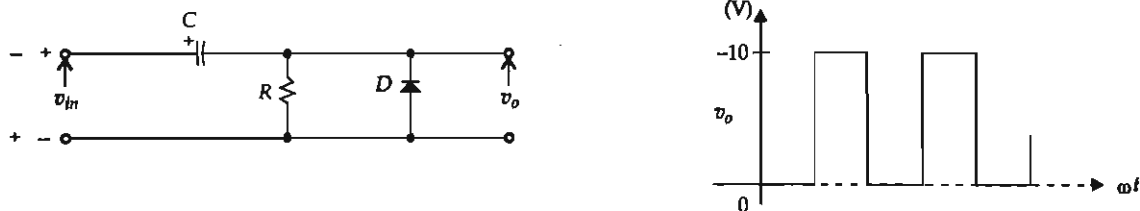
$$R = \sqrt{r_f \cdot r_r}$$

donde:

$r_f$ : resistencia directa  $\cong 100 \Omega$

$r_r$ : resistencia inversa  $\cong 15 \text{ M}\Omega$

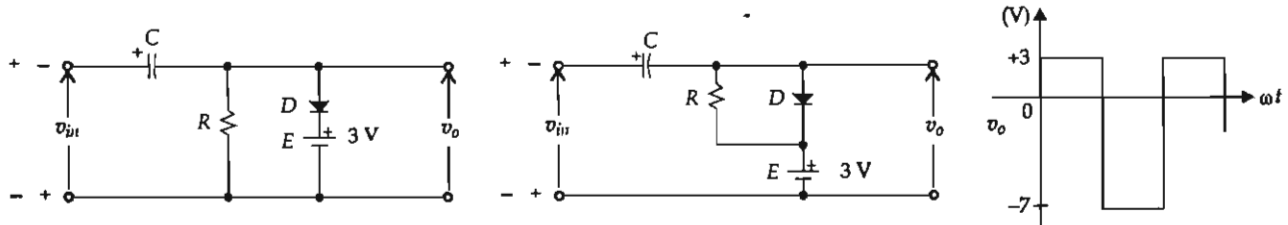
2.



En el semiciclo negativo el diodo se polariza directamente conduciendo y el capacitor se carga a +5 V. Entonces  $v_o$  es igual a cero voltios.

Para el semiciclo positivo el diodo se p.i. y no conduce. El capacitor se carga a +10 V, porque el capacitor tenía +5 V más los 5 voltios de entrada, lo que nos da los +10 V en los extremos del circuito.

3.

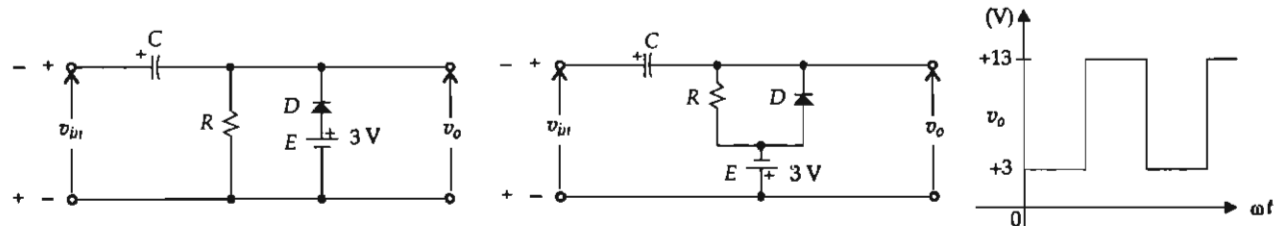


En el semiciclo positivo, y mientras el voltaje de entrada sobrepase el voltaje de  $E$ , el diodo se p.d. y conduce. Al hacerlo, el diodo se comporta como un "circuito corto", por lo que el voltaje de salida alcanzará los +3 V de la fuente de voltaje  $E$ . El capacitor se carga entonces a +2 V, ya que las fuentes de voltaje de entrada y la de  $E$  quedan en series encontradas, apareciendo a través del capacitor +2 V.

Durante todo el semiciclo negativo, el diodo se p.i., no conduciendo y  $v_o = -7$  V, ya que, partiendo desde la placa derecha del capacitor hasta la izquierda, tendremos menos +2 V del capacitor y menos +5 V del semiciclo negativo, lo que nos da los mismos 7 V que medimos en la salida del circuito.

Observe que el circuito de la derecha es el mismo que el de la izquierda, ambos con el mismo voltaje de salida.

4.



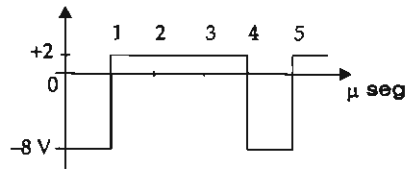
En el semiciclo negativo y en el momento en que  $v_{in}$  sea mayor que el de la fuente  $E$ , el diodo se p.d., conduciendo y, al conducir,  $v_o$  será de +3 V y el capacitor se cargará a +8 V, porque las fuentes de voltaje, tanto de entrada como de  $E$ , quedan en suma aditiva.

En todo el semiciclo positivo, el diodo se p.i., no conduciendo y, al hacerlo, el diodo presenta una resistencia muy grande, por lo que la medición en la salida del circuito es de +13 V, ya que el capacitor tiene +8 V más los +5 V de la señal de entrada.

Observe que los dos circuitos anteriores son iguales y que el voltaje de salida es el que se muestra a la derecha.

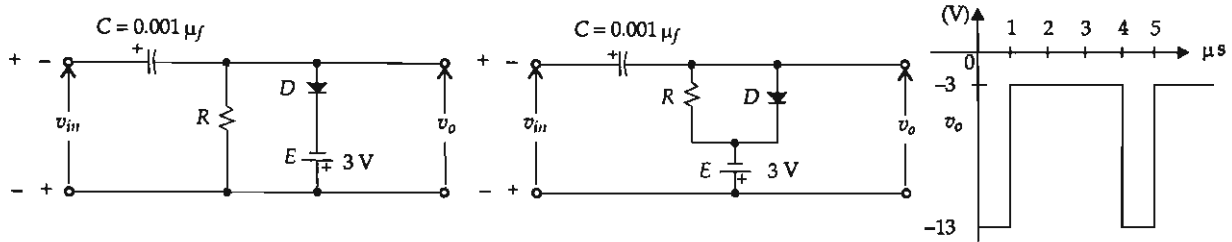
### 5. Ejemplo:

Si la señal de entrada es  $r_r = 15 \text{ M}\Omega$  y  $r_f = 50 \Omega$ ,



explique el funcionamiento del siguiente circuito y calcule:

- El valor de  $R$ .
- La constante directa e inversa de tiempo.



Para el semiciclo positivo el diodo se p.d., pues los +2 V se suman a los +3 V y el capacitor se carga a +5 V, apareciendo -3 V en la salida.

En el semiciclo negativo el diodo queda en p.i., no conduciendo, y  $v_o$  será -13 V por los +5 del capacitor más los 8 V de la señal de entrada.

### Solución

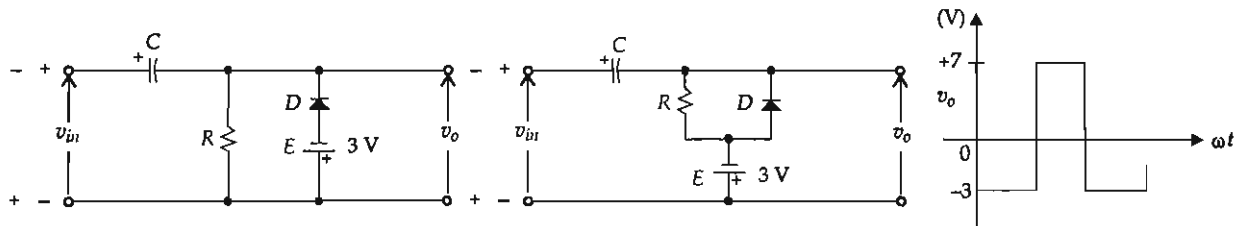
a) La  $R$  se calcula por la media geométrica:

$$R = \sqrt{r_f \cdot r_r} = \sqrt{50 \cdot 15 \cdot 10^6} = 27.37 \text{ k}\Omega$$

b) Puesto que la señal de entrada es +2 V, el diodo queda en p.d. y la resistencia equivalente es:  $R \parallel r_f \cong r_f$ . La constante de tiempo será:  $\tau = r_f C = 50 \cdot 0.001 \mu\text{f} = 50 \text{ ns}$ . Esta última es muy pequeña comparada con los 3  $\mu\text{s}$  de duración del pulso.

Cuando  $v_{in} = -8 \text{ V}$ , el diodo queda en p.i. y el circuito equivalente es:  $R \parallel R_r \cong R$ , y la constante de tiempo es:  $\tau = RC = 27.37 \text{ k}\Omega \cdot 0.001 \mu\text{f} = 27.37 \mu\text{s}$ , tiempo mayor al de 1  $\mu\text{s}$ .

6.



En el semiciclo negativo y mientras  $v_{in}$  sea mayor que  $E$ , el diodo conduce cortocircuitándose y  $v_o$  es -3 V, por lo que el capacitor se carga a +2 V, ya que las fuentes están en serie encontradas.

En el semiciclo positivo, el diodo se encontrará siempre p.i., no conduciendo, y  $v_o$  será la suma de los +5 V de  $v_{in}$  más el voltaje del capacitor, que es de +2 V, así que  $v_o = +7 \text{ V}$ .

## II.11. VOLTAJE DE RIZO MÁXIMO, VOLTAJE RIZO Y FACTOR DE RIZO ( $r$ )

Antes de empezar con este tema conviene recordarle al alumno que  $V_r$  es el valor eficaz o el valor  $r_{rms}$  de una onda triangular medida en la escala de c-a de un multímetro y que  $V_{r\text{máx}}$  es el valor pico máximo de dicha onda. El desarrollo siguiente se aproxima mucho al real, y a fin de simplificar dicho cálculo se considera la carga del capacitor en forma lineal y no exponencial, ya que si se elabora en forma exponencial, el resultado sería aproximado al obtenido de la siguiente manera. Por otra parte, la forma de onda triangular del dibujo siguiente está amplificada para mayor claridad. Sin embargo, la amplitud de dicha forma de onda es muy pequeña comparada con  $V_m$  y, cuanto mayor sea el valor del capacitor, más pequeño será dicho  $V_r$ . Es conveniente que el alumno estudie el origen de las expresiones siguientes.

$$V_{r\text{máx}} = \frac{V_p}{\sqrt{2}} = \frac{V_{\text{máx}}}{\sqrt{2}} \quad \text{o} \quad V_{r\text{máx}} = \frac{V_{p-p}}{2\sqrt{2}}; \quad V_p = \frac{V_{p-p}}{2}$$

Sea la forma de onda la proporcionada por un rectificador de onda completa.

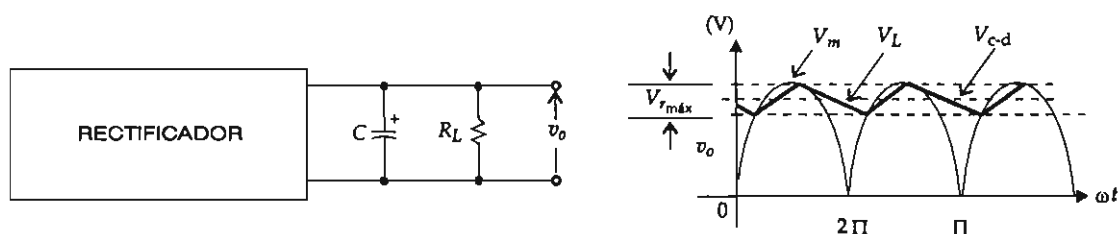


Figura II.21. Rectificador con capacitor aplanador y la forma de su onda de salida.

Pasando por alto el intervalo de carga del capacitor, la cantidad de carga  $Q$  con la que se carga el capacitor es:

$$Q = I_{c-d} \cdot T = C V_{r\text{máx}} \quad (\text{II.11})$$

Para dos pulsos en un ciclo completo de la señal de salida del rectificador, será:

$$2T = \frac{1}{f} \quad \therefore \quad T = \frac{1}{2f} \quad (\text{II.12})$$

Sustituyendo (II.12) en (II.11) y despejando  $V_{r\text{máx}}$  tenemos:

$$V_{r\text{máx}} = \frac{I_{c-d} \cdot (1/2f)}{C} = \frac{V_{c-d}}{2fCR_L} \quad (\text{II.13})$$

De la figura II.21 obtenemos:

$$V_{c-d} = V_m - \frac{V_{r\text{máx}}}{2} \quad (\text{II.14})$$

De la misma figura, pero para la rectificación tipo puente tenemos:

$$V_{c-d} = V_m - 1.4 \text{ V}$$

El 1.4 V es por la caída de potencial en cada uno de los diodos que están conduciendo, si se considera que los diodos son de silicio, por lo que la expresión anterior es prácticamente la misma que la ecuación (II.14).

La ecuación (II.13) en la (II.14) es:

$$V_{c-d} = V_m - \frac{I_{c-d}}{4fC} \quad (\text{II.15})$$

De la onda triangular se tiene:  $V_r = \frac{V_{r_{\text{máx}}}}{\sqrt{3}}$ .

El voltaje rizo para dos triángulos será:

$$2 V_r = \frac{V_{r_{\text{máx}}}}{\sqrt{3}} \quad \therefore V_r = \frac{V_{r_{\text{máx}}}}{2\sqrt{3}} \quad (\text{II.16})$$

Sustituyendo la (II.13) en la (II.16) nos queda:

$$V_r = \frac{V_{c-d}}{4\sqrt{3} \cdot fCR_L} = \frac{I_{c-d}}{4\sqrt{3} \cdot fC} = \frac{2.4 \cdot I_{c-d}}{C} = \frac{2.4 \cdot V_{c-d}}{R_L C} \quad (\text{II.17})$$

Y el factor de rizo está dado por:

$$r = \frac{V_r}{V_{c-d}} = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot fCR_L} = \frac{I_{c-d}}{4\sqrt{3} \cdot fCV_{c-d}} \quad (\text{II.18})$$

De la expresión anterior se debe tomar:  $R_L$  en  $k\Omega$ ,  $I_{c-d}$  en mA y el  $C$  en  $\mu f$ , por haberse multiplicado  $4 \cdot \sqrt{3} \cdot 60$ ; a la inversa esto nos da  $2.4 \cdot 10^{-3}$ .

En por ciento, el rizo es:

$$r = \frac{2.4}{R_L C} \cdot 100\% = \frac{2.4 \cdot I_{c-d}}{V_{c-d} \cdot C} \cdot 100\% \quad (\text{II.19})$$

#### II.11.1. Relación entre $V_{c-d}$ y $V_m$ con el factor de rizo ( $r$ )

La ecuación (II.16) en el segundo miembro de la (II.18) nos da:

$$r = \frac{V_{r_{\text{máx}}}}{2\sqrt{3} V_{c-d}} \quad (\text{II.20})$$

De la ecuación (II.14):

$$\frac{V_{r_{\text{máx}}}}{2} = V_{\text{máx}} - V_{c-d} \quad (\text{II.21})$$

### Diodo de unión

La (II.21) en la (II.20):

$$r = \frac{V_{\text{máx}} - V_{\text{c-d}}}{\sqrt{3} V_{\text{c-d}}} \Rightarrow r\sqrt{3} V_{\text{c-d}} = V_{\text{máx}} - V_{\text{c-d}} \quad \therefore$$

$$V_{\text{c-d}}(1 + r\sqrt{3}) = V_{\text{máx}} \quad \therefore$$

$$\frac{V_{\text{c-d}}}{V_{\text{máx}}} = \frac{1}{1 + r\sqrt{3}} \quad \therefore \quad \text{(II.22)}$$

La expresión (II.22) es válida tanto para la rectificación de media onda como para onda completa.

#### II.11.2. Relación de $V_r$ y $V_m$ con el factor de rizo ( $r$ )

Si dividimos ambos miembros de la (II.21) entre  $V_{\text{máx}}$ , nos queda:

$$\begin{aligned} \frac{V_{r\text{máx}}/2}{V_{\text{máx}}} &= \frac{V_{\text{máx}} - V_{\text{c-d}}}{V_{\text{máx}}} = 1 - \frac{V_{\text{c-d}}}{V_{\text{máx}}} \\ \frac{V_{r\text{máx}}}{2V_{\text{máx}}} &= 1 - \frac{V_{\text{c-d}}}{V_{\text{máx}}} \end{aligned} \quad \text{(II.23)}$$

La (II.22) en la (II.23):

$$\begin{aligned} \frac{V_{r\text{máx}}}{2V_{\text{máx}}} &= 1 - \frac{1}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{1 + r\sqrt{3} - 1}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{r\sqrt{3}}{1 + r\sqrt{3}} \quad \therefore \\ \frac{V_{r\text{máx}}}{2\sqrt{3}V_{\text{máx}}} &= \frac{r}{1 + r\sqrt{3}} \end{aligned} \quad \text{(II.24)}$$

La ecuación (II.16) en la (II.24):

$$\frac{V_r}{V_{\text{máx}}} = \frac{r}{1 + r\sqrt{3}} \quad \text{(II.25)}$$

La relación del número de vueltas del transformador se verá en los ejemplos numéricos II.12 y II.15.

### II.12. EJEMPLOS NUMÉRICOS

Antes de ver algunos ejemplos es recomendable recordar que  $V_{\text{c-d}} = \frac{2 V_m}{\pi}$  es el promedio del voltaje continuo de la rectificación de onda completa sin capacitor y que en las expresiones (II.17) y (II.22) ya está contemplado el capacitor, lo que da un voltaje ligeramente superior al interior, que se “considera” directo (que no cambia de magnitud ni de sentido).

1. Sea el siguiente circuito del cual se desea conocer  $V_m$ , el porcentaje del rizo,  $V_{c-d}$  y  $V_r$  a través de la carga  $R_L$ .

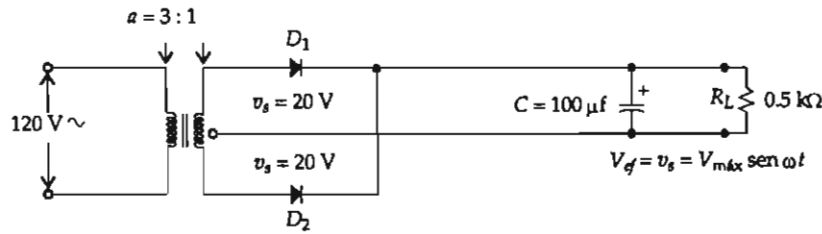


Figura II.22. Rectificador de voltaje de onda completa.

### Solución

$$V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad \therefore V_m = \sqrt{2} V_{ef} = 20\sqrt{2} = 28.3 \text{ V}$$

$$r = \frac{2.4}{R_L C} \cdot 100\% = \frac{2.4}{0.5 \cdot 100} \cdot 100 = 4.8\%$$

De la ecuación (II.22) tenemos:

$$V_{c-d} = \frac{V_{máx}}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{28.3}{1 + 1.73 \cdot 0.048} = 26.12 \text{ V}$$

De la (II.25):

$$V_r = \frac{r V_{máx}}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{0.048 \cdot 28.3}{1 + 1.73 \cdot 0.048} = 1.25 \text{ V}$$

2. Del circuito siguiente (figura II.23) obtenga el factor de rizo  $r$ ,  $V_m$ ,  $V_{c-d}$  y  $V_r$ :

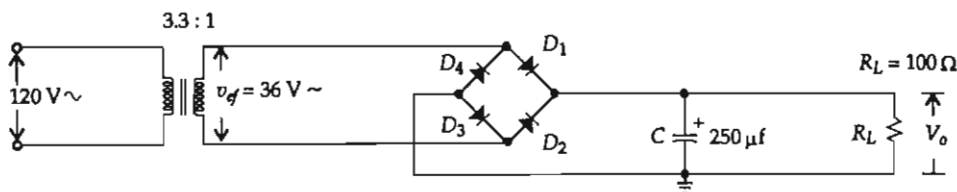


Figura II.23. Rectificador de onda completa tipo puente.

### Solución

De la (II.19):  $r = \frac{2.4}{R_L C} = \frac{2.4}{0.1 \cdot 250} = 0.096 = 9.6\%$

$$V_{ef} = \frac{V_{máx}}{\sqrt{2}} \quad \therefore V_{máx} = 36 \cdot 1.41 = 50.9 \text{ V}$$

$$\text{De la (II.22): } V_{c-d} = \frac{V_{\text{máx}}}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{50.9 \text{ V}}{1 + 0.096 \cdot 1.73} = 43.6 \text{ V}.$$

$$\text{De (II.17): } V_r = \frac{2.4 V_{c-d}}{R_L C} = \frac{2.4 \cdot 43.6 \text{ V}}{0.1 \cdot 250} = 4.18 \text{ V}.$$

3. Diseñe una fuente de alimentación tipo puente que proporcione 18 V<sub>c-d</sub> a un resistor de carga  $R_L$  por el que circule una  $I_{c-d} = 100 \text{ mA}$ , y cuyo factor de rizo sea  $r = 5$  por ciento.

### Solución

$$R_L = \frac{V_{c-d}}{I_{c-d}} = \frac{18 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 180 \Omega$$

$$\text{De la (II.19): } r = \frac{2.4}{R_L C} \quad \therefore C = \frac{2.4}{0.50 \cdot 0.18 \text{ k}\Omega} = 266.6 \mu\text{f}.$$

$$\text{De la (II.22): } V_{\text{máx}} = V_{c-d}(1 + r\sqrt{3}) = 18 \text{ V}(1 + 0.05 \cdot 1.73) = 19.5 \text{ V}.$$

4. Si en un rectificador tipo puente, el secundario entrega 12.6 V alternos (relación del transformador  $a = 9.5:1$ ) su factor de rizo  $r$  es de 6.5 por ciento.

Calcule:

- a)  $V_m$     b)  $V_{c-d}$     c)  $V_r$     d) el valor de  $C$     e)  $I_{c-d}$ , si la  $R_L$  es de  $0.2 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

$$a) V_m = \sqrt{2} V_{ef} = 1.41 \cdot 12.6 \text{ V} = 17.81 \text{ V}$$

$$b) \text{ De (II.22): } V_{c-d} = \frac{V_{\text{máx}}}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{17.81}{1 + 0.065 \cdot 1.73} = 16 \text{ V}$$

$$c) V_r = r \cdot V_{c-d} = 0.065 \cdot 16 \text{ V} = 1.04 \text{ V}$$

$$d) \text{ De (II.19): } r = \frac{2.4}{R_L C} \quad \therefore C = \frac{2.4}{0.065 \cdot 0.2 \text{ k}\Omega} = 184.6 \mu\text{f}$$

$$e) I_{c-d} = \frac{V_{c-d}}{R_L} = \frac{16 \text{ V}}{0.2 \text{ k}\Omega} = 80 \text{ mA}$$

5. A partir de un transformador con derivación central, diseñe un rectificador de onda completa con capacitor en paralelo y con la carga resistiva, por la cual debe circular una corriente de 20 mA y cuyo voltaje a través de ella debe ser de 160 V;  $r = 10$  por ciento.

Calcule: a)  $V_m$     b)  $V_{ef}$     c)  $R_L$     d)  $C$     e)  $V_r$ .

### Solución

$$a) \text{ De (II.22): } V_m = V_{c-d}(1 + r\sqrt{3}) = 160 \text{ V}(1 + 0.1\sqrt{3}) = 187.7 \text{ V}$$



b)  $V_{ef} = V_{sec} = V_m / \sqrt{2} = 187.7 \text{ V} / \sqrt{2} = 132.7 \text{ V}$ , en cada una de sus ramas.

c)  $R_L = \frac{V_{c-d}}{I_{c-d}} = \frac{160 \text{ V}}{20 \text{ mA}} = 8 \text{ k}\Omega$

d) De (II.19):  $C = \frac{2.4}{r \cdot R_L} = \frac{2.4}{0.1 \cdot 8 \text{ k}\Omega} = 3 \mu\text{f}$

e) De (II.25):  $V_r = \frac{r V_{m\text{ax}}}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{0.1 \cdot 187.7 \text{ V}}{1 + 0.1 \cdot 1.73} = 16 \text{ V}$

6. Con un transformador con derivación central se desea diseñar un rectificador de onda completa que entregue 24 V directos a un capacitor C de 150  $\mu\text{f}$  conectado en paralelo a un resistor de carga y por el cual circulen 70 mA.

Calcule: a)  $V_r$  b)  $R_L$  c)  $r$  d)  $V_m$  e)  $V_{ef} = V$  secundario f) la relación del transformador.

### Solución

a) De (II.17):  $V_r = \frac{2.4 \cdot I_{c-d}}{C} = \frac{2.4 \cdot 70}{150} = 1.12 \text{ V}$

b) De (II.17):  $R_L = \frac{2.4 \cdot V_{c-d}}{V_r \cdot C} = \frac{2.4 \cdot 24}{1.12 \cdot 150} = 0.342 \text{ k}\Omega$

Comercialmente:  $R_L = 330 \Omega$

c) De (II.19):  $r = \frac{2.4}{R_L C} = \frac{2.4}{0.33 \cdot 150} = 0.046$ ;  $r = 4.6\%$

d) De (II.22):  $V_m = V_{c-d}(1 + r\sqrt{3}) = 24 \text{ V}(1 + 0.046 \cdot \sqrt{3}) = 25.9 \text{ V}$

e)  $V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{25.9 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 18.32 \text{ V}$  (transformador con 18 V por rama)

f)  $a = \frac{120}{36} = 3.3$

### II.13. FILTRO RC TIPO "L" ADICIONAL

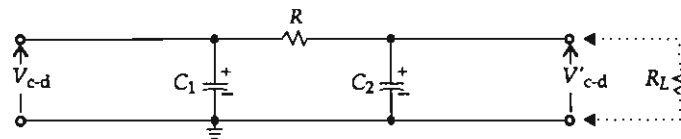


Figura II.24. a) Filtro RC tipo "L" adicional.

El propósito del capacitor adicional es disminuir todavía más el voltaje de rizo en la salida, por lo que el voltaje de salida  $V_o = V'_{c-d}$  será más bajo a causa de  $R$ . El costo del circuito aumentará a causa de  $R$  y del capacitor.

A c-d los capacitores se consideran abiertos y la fuente de voltaje alterno se anula, por lo que el circuito queda de la forma siguiente:

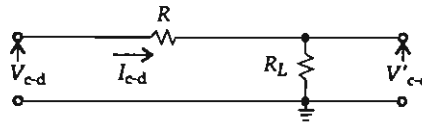


Figura II.24. b) Divisor de voltaje.

$$V'_{c-d} = \frac{R_L \cdot V_{c-d}}{R + R_L} \quad (\text{II.26})$$

Pero:  $V_{c-d} = V_R + V'_{c-d} \quad \therefore V_R = V_{c-d} - V'_{c-d}$

$$I_{c-d} = \frac{V'_{c-d}}{R_L} \quad \text{y} \quad R' = \frac{R \cdot R_L}{R + R_L}$$

A c-a interviene la fuente de voltaje alterno, se anula la fuente de voltaje directo y queda el circuito siguiente:

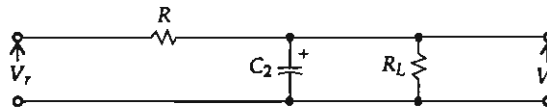


Figura II.24. c) Circuito pasa-bajo.

Como  $C_2$  está en paralelo con  $R_L$  la impedancia de los dos elementos es:

$$Z = \frac{R_L \cdot X_{C_2}}{\sqrt{R_L^2 + X_{C_2}^2}}$$

Recuerde que la impedancia  $Z$  es la limitación que presenta un circuito eléctrico al paso del flujo de la corriente alterna.

La raíz cuadrada, como los exponentes al cuadrado, es necesaria, ya que se trata de una *suma vectorial* y no de una suma algebraica.

La reactancia capacitiva está dada por:  $X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2}$

A 60 Hz para media onda:

$$X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2} = \frac{2.65}{C_2}$$

A 120 Hz para onda completa:

$$X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2} = \frac{1.326}{C_2} \text{ en k}\Omega$$

Tomando la relación simplificada del paralelo en donde  $R_L$  y  $X_{C_2}$  es aproximadamente igual a  $Z$ , podemos calcular el voltaje de atenuación:

$$x_r^1 \equiv \frac{C_{C_2} \cdot V_r}{\sqrt{R_L^2 + X_{C_2}^2}}$$

Si  $R$  es mayor por un factor de cinco el valor de  $X_{C_2}$  entonces:

$$V_r' = \frac{X_{C_2} \cdot V_r}{R} \quad (II.27)$$

El factor de rizo en el resistor de carga es:

$$r' = \frac{V_r'}{V_{c-d}} \quad (II.28)$$

Sustituyendo la (II.27) y la (II.26) en la (II.28), tendremos:

$$r' = \frac{\frac{X_{C_2} \cdot V_r}{R}}{\frac{R_L \cdot V_{c-d}}{R + R_L}} = \frac{X_{C_2} \cdot V_r (R + R_L)}{R \cdot R_L \cdot V_{c-d}} = \frac{V_{C_2} \cdot V_r}{R' \cdot V_{c-d}} = \frac{X_{C_2} \cdot r}{R'}$$

donde:

$$R' = \frac{R R_L}{R + R_L} \quad y \quad r = \frac{V_r}{V_{c-d}}$$

## Ejemplo

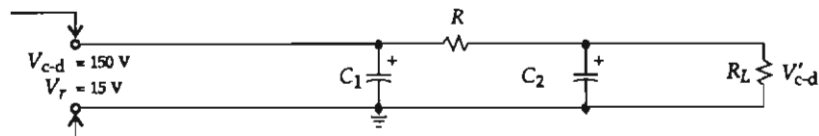
La salida de un rectificador de onda completa con capacitores posteriormente se filtra con una sección  $R_C$ , cuyos valores son:

$$R = 500 \, \Omega$$

$$C = 10 \, \mu f$$

Si  $V_{c-d} = 150 \, V$  con  $V_r = 15 \, V$ , calcule:

a)  $V_{c-d}'$     b) el  $V_r'$  a través de  $R_L = 5 \, k\Omega$     c)  $r$     d)  $R'$     e) el factor de rizo en la salida del circuito ( $r'$ ).



$$C_1 = 150 \, \mu f; \quad C_2 = 10 \, \mu f$$

### Solución

a) A c-a:

$$V'_{c-d} = \frac{R_L \cdot V_{c-d}}{R + R_L} = \frac{5 \cdot 150 \text{ V}}{0.5 + 5} = 136.3 \text{ V}$$

A c-d:

$$X_{C_2} = \frac{1.326}{C_2} = \frac{1.326}{10} = 0.132 \text{ k}\Omega$$

Puesto que la  $X_{C_2}$  no es mayor cinco veces que la  $R$  de  $500 \Omega$ , se emplea:

$$V'_r = \frac{X_{C_2} \cdot V_r}{\sqrt{R_L^2 + X_{C_2}^2}} = \frac{0.132 \cdot 15 \text{ V}}{\sqrt{(0.5)^2 + (0.132)^2}} = 3.82 \text{ V}$$

Si utilizamos:  $V'_r = \frac{X_{C_2} \cdot V_r}{R} = \frac{132 \cdot 15 \text{ V}}{500} = 3.99 \text{ V}$

Observe que el voltaje rizo bajó de 15 a 4 voltios.

c) Ahora el factor de rizo  $r$  es:

$$r = \frac{V_r}{V_{c-d}} = \frac{15}{150} = 0.1, \text{ en por ciento: } r = 10\%$$

d)  $R' = \frac{RR_L}{R + R_L} = \frac{0.5 \cdot 5}{0.5 + 5} = 0.45 \text{ k}\Omega$

e) El factor de rizo en la salida del circuito está dado por:

$$r' = \frac{X_{C_2} \cdot r}{R'} = \frac{0.132 \text{ k}\Omega \cdot 0.1}{0.45} = 0.029 \text{ o } r' = 2.9\%$$

Para que el factor de rizo baje hasta centésimas de porcentaje, es necesario usar capacitores del orden de los  $2\,000 \mu\text{f}$ , que es lo más práctico para el diseño de las fuentes de alimentación.

## II.14. DIODO ZENER

El diodo zener es un elemento electrónico semiconductor de dos terminales que tiene la propiedad de mantener una caída de potencial a través de él.

Se le llama tensión de ruptura al punto exacto en el que el diodo zener se dispara, es decir, conduce. Así, al aumentar gradualmente la tensión inversa a través del diodo, se llega a un punto en el que la corriente inversa empieza a crecer rápidamente. De modo que para un zener al que se le hayan aplicado  $-20$  voltios la corriente inversa puede ser de  $-5 \mu\text{A}$ , pero a  $-20.1$  voltios la corriente inversa saltará a  $-2 \text{ mA}$ .

Este aumento brusco de la corriente puede deberse a dos mecanismos:

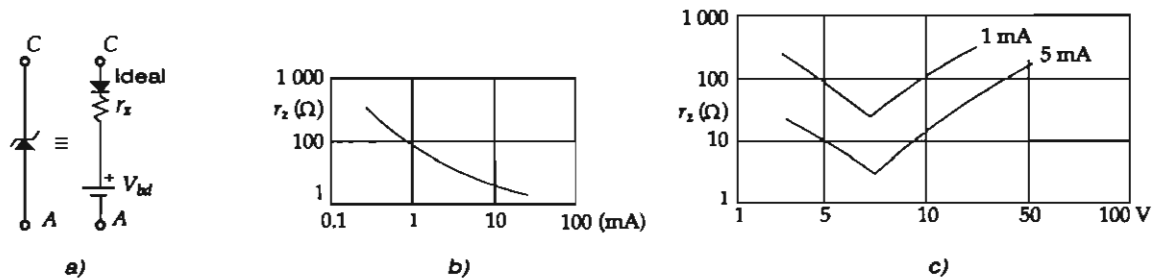
1) La *ruptura zener*, un fenómeno en el cual un aumento de voltaje suficiente hace que el campo eléctrico próximo a la unión se vuelva tan fuerte que provoque que los electrones sean arrancados bruscamente de los enlaces covalentes cuando se llega al  $V_{bd}$  (barrera de voltaje del diodo).

2) La *ruptura por avalancha*, que se debe a un efecto de emisión secundaria. Los portadores minoritarios producidos por la ruptura de enlaces covalentes son acelerados a través de la unión a causa de la polarización inversa. Cuando el voltaje alcanza un valor crítico, los portadores minoritarios alcanzan una velocidad suficiente para romper los enlaces covalentes de los átomos con los que chocan, lo que a su vez produce la ruptura de otros enlaces, y así sucesivamente.

Como consecuencia de lo anterior se produce un abrupto aumento en el número de portadores de corriente, lo que da lugar a que el diodo parezca tener una resistencia baja.

La corriente inversa del diodo en la región de ruptura debe limitarse con un resistor externo limitador de corriente, ya que el diodo puede trabajar sin ninguna dificultad siempre y cuando no se rebase ni la temperatura ni la corriente máxima estipuladas por el fabricante.

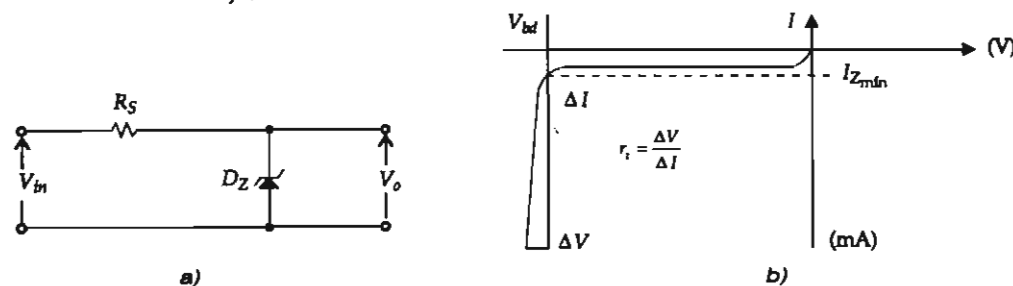
El término *diodo zener*, que es comercial, se refiere simplemente a un diodo de silicio que trabaja en su región de ruptura. Independientemente de que la ruptura sea del tipo zener o por avalancha, el diodo recibe también el nombre de elemento de referencia de voltaje.



Para fines prácticos se acostumbra darle al diodo zener una corriente mínima de 2 a 5 mA por debajo del codo zener, lugar en el que el diodo empieza a conducir, o el 10% de la corriente máxima de carga ( $I_{L_{máx}}$ ), la más común de las cuales es de 5 mA.

El siguiente circuito es un regulador de voltaje básico o circuito de referencia de voltaje, en el que la  $R_S$  es un resistor limitador de corriente que, junto con el zener, forma un divisor de voltaje.

Es importante recordar que la caída de potencial a través del zener debe ser mucho mayor que la del propio diodo zener, pues de lo contrario estaría entrando en conducción o no, lo que ocasionaría inestabilidad en la regulación. Esto quiere decir que, independientemente del valor de la carga ( $R_L$ ) o de la corriente que por ella circula, el voltaje a través del zener se mantiene "constante", y si hubiese variación de voltaje, ésta sería de décimas o centésimas de voltio.



### Diodo de unión

El voltaje a través del resistor limitador es:

$$V_{R_S} = V_{in} - V_Z = V_{in} - V_o \quad (\text{II.29})$$

$$I_Z = I_S - I_L$$

Como está polarizado inversamente, el zener presenta una resistencia muy grande, así que comparada con  $R_L$  impera esta última y queda un divisor de voltaje:

$$V_Z = \frac{R_{L_{\min}} \cdot V_{in}}{R_{L_{\min}} + R_S} \quad (\text{II.30})$$

donde  $R_{L_{\min}}$  es el valor mínimo que debe tener la carga para que el diodo se dispare.

$$\text{A una } R_{L_{\min}} \text{ le corresponde una } I_{L_{\max}} = \frac{V_Z}{R_{L_{\min}}}$$

$$\text{A una } R_{L_{\max}} \text{ le corresponde una } I_{L_{\min}} = \frac{V_Z}{R_{L_{\max}}}$$

$$\text{Para un } V_{in_{\min}} = R_S(I_{Z_{\min}} + I_{L_{\max}}) + V_Z \quad (\text{II.31})$$

$$\text{Para un } V_{in_{\max}} = R_S(I_{Z_{\max}} + I_{L_{\min}}) + V_Z \quad (\text{II.32})$$

La ecuación (II.29) es para el peor de los casos (cuando  $V_{in}$  es mínimo), ya que el voltaje a través del diodo zener debe ser mayor al estipulado por el fabricante para que pueda entrar en conducción inversa y así regule. Debe tomarse también en cuenta la diferencia de potencial a través de  $R_S$ .

Considerando la parte lineal de la curva característica en conducción del diodo zener, se utiliza la siguiente *regla equivalente* a una corriente de 2 o 5 mA para que el zener se dispare, ésta es:

$$I_{Z_{\min}} = 0.1 I_{Z_{\max}}$$

Despejando  $R_S$  de la (II.31) y de (II.32) e igualando ambas:

$$I_{Z_{\max}} = \frac{I_{L_{\min}}(V_Z - V_{in_{\min}}) + I_{L_{\max}}(V_{in_{\max}} - V_Z) - I_{Z_{\min}}(V_{in_{\max}} - V_Z)}{V_{in_{\min}} - V_Z}$$

Despreciando el tercer término del numerador y haciendo que  $V_Z = 0.9 V_Z - 0.1 V_{in_{\max}}$  tenemos:

$$I_{Z_{\max}} = \frac{I_{L_{\min}}(V_Z - V_{in_{\min}}) + I_{L_{\max}}(V_{in_{\max}} - V_Z)}{V_{in_{\min}} - 0.9 V_Z - 0.1 V_{in_{\max}}} \quad (\text{II.33})$$

La  $I_{Z_{\max}}$  de la (II.33). No debemos exceder la  $I_{Z_{\max}}$  de la (II.33) respecto a la que nos marca el fabricante, pues de lo contrario el diodo se destruye.

El valor del capacitor que lleva antes del regulador se da por:  $V_{in_{\max}} = R_S I_S + V_Z$  y por la ecuación (II.11) de la sección II.11:

$$C = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{\Delta V \cdot f_p \cdot R_S} \quad (II.34)$$

donde  $\Delta V$  es igual a la diferencia de los voltajes de entrada al regulador (máx menos mín) y  $f_p$  frecuencia para rectificación de media onda u onda completa (60 o 120 Hz).

## II.15. EJEMPLOS NUMÉRICOS

1. Dado el siguiente circuito, calcule:

- a)  $R_{L_{mín}}$  para asegurar que el diodo zener sea disparado    b)  $I_{L_{mín}}$  si  $R_{L_{máx}} = 5 \text{ k}\Omega$     c)  $I_{L_{máx}}$

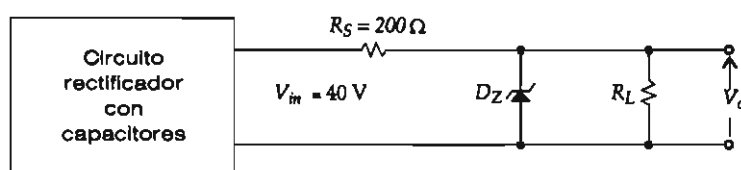


Figura II.27. Circuito rectificador con capacitor y regulador de voltaje.

### Solución

$$a) V_{R_S} = V_{in} - V_Z = V_{in} - V_o = (40 - 22) \text{ V} = 18 \text{ V}$$

$$I_S = \frac{V_{R_S}}{R_S} = \frac{18 \text{ V}}{200 \Omega} = 90 \text{ mA}$$

De la ecuación (II.30) tenemos:

$$R_{L_{mín}} = \frac{R_S V_Z}{V_{in} - V_Z} = \frac{220 \cdot 221}{40 - 22} = 244 \Omega$$

Observe que el valor mínimo del resistor es para que el diodo se dispare, ya que si fuera más pequeño el voltaje a través del diodo sería menor al  $V_{bd}$ , por lo que no regularía.

Imagínese en unidades o decenas de ohmios: toda la corriente pasaría por  $R_L$ , con lo que el diodo no se dispararía, esto es, no conduciría.

$$b) I_{L_{mín}} = \frac{V_Z}{R_{L_{máx}}} = \frac{22 \text{ V}}{5 \text{ k}\Omega} = 4.4 \text{ mA}$$

$$I_{Z_{máx}} = I_S - I_{L_{mín}} = 85.6 \text{ mA}$$

$$c) I_{L_{máx}} = \frac{V_Z}{R_{L_{mín}}} = \frac{22 \text{ V}}{244.4} = 90 \text{ mA}$$

2. Dado el siguiente circuito, calcule:

- a)  $I_{Z_{mín}}$     b)  $V_{r_z}$     c)  $V_o$     d)  $P_{Z_{mín}}$     e)  $I_{L_{máx}}$     f) voltaje de salida alterno ( $v_o$ )  
g)  $I_{Z_{máx}}$     h)  $P_{Z_{máx}}$

### Diodo de unión

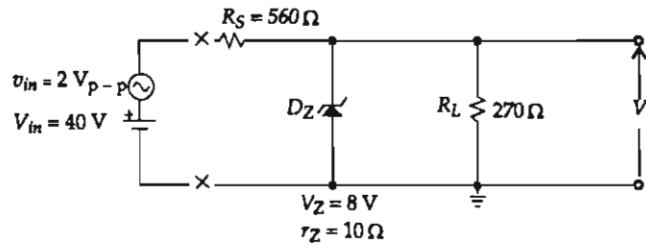


Figura II.28. Circuito regulador de voltaje con señal de entrada continua y directa.

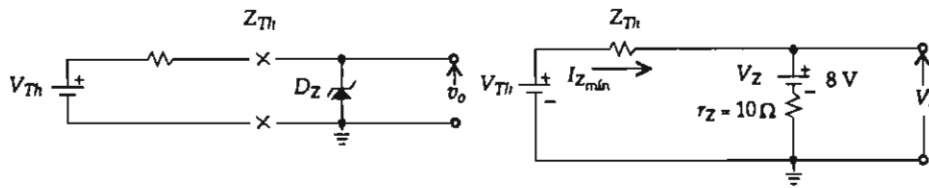
### Solución

El regulador de la figura II.28 está alimentado por un rectificador de voltaje con capacitor que proporciona un voltaje de rizo de  $2 V_{p-p}$ .

Aplicando el teorema de Thévenin:

$$V_{Th} = \frac{0.27 \cdot 40 \text{ V}}{0.27 + 0.56} = 13.01 \text{ V}$$

$$Z_{Th} = \frac{0.27 \text{ k}\Omega \cdot 0.56 \text{ k}\Omega}{0.56 \text{ k}\Omega + 0.56 \text{ k}\Omega} = 0.182 \Omega$$



$$a) I_{Z_{min}} = \frac{(13.01 - 8) \text{ V}}{(182 + 10) \Omega} = 27.5 \text{ mA}$$

Corriente mínima requerida para que el zener empiece a conducir. Esta corriente está ligeramente por debajo del codo zener.

$$b) V_{r_Z} = 10 \cdot 0.0275 \text{ A} = 0.275 \text{ V}$$

$$c) V_o = V_Z + V_{r_Z} = (8 + 0.275) \text{ V} = 8.275 \text{ V}$$

$$d) P_{Z_{min}} = I_{Z_{min}} \cdot V_Z + I_{Z_{min}}^2 \cdot r_Z = 27.5 \text{ mV} \cdot 8 \text{ V} + (0.0275)^2 \cdot 10 \Omega = 227.5 \text{ mW}$$

$$e) V_{in_{min}} = V_{o_{min}} + R_S(I_{Z_{min}} + I_{L_{max}}) = V_{o_{min}} + R_S I_{L_{max}}$$

Esto quiere decir que la  $I_{Z_{min}} = 0 \text{ mA}$ , ya que el zener está al corte cuando el  $V_{bd} = 8 \text{ V}$ , esto es, cuando abandona la región de ruptura (por debajo del codo zener).

$$I_{L_{max}} = \frac{V_{in_{min}} - V_{o_{min}}}{R_S} = \frac{(40 - 8) \text{ V}}{560 \Omega} = 57.14 \text{ mA}$$



$$f) v_{o_{ef}} = \frac{r_Z \cdot V_{in}}{R_S + r_Z} = \frac{10 \cdot 2 \text{ V}}{570} = 0.035 \text{ V}$$

$$g) I_{Z_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{R_S + r_Z} = \frac{(40 - 8) \text{ V}}{560 + 10} = 56.1 \text{ mA}$$

$$h) P_{Z_{m\acute{a}x}} = V_Z I_{Z_{m\acute{a}x}} + I_{Z_{m\acute{a}x}}^2 \cdot r_Z = 480.2 \text{ mW.}$$

Comercialmente, el diodo zener es de un Watt.

### II.15.1. Factor de atenuación para los reguladores de voltaje ( $K_S$ )

El factor de atenuación está dado por la razón o cociente que existe del voltaje de salida alterno con respecto al voltaje de rizo proporcionado por el rectificador y los capacitores.

$$K_S = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{r_Z}{r_Z + R_S}$$

Para el caso del problema anterior, el factor de atenuación será:

$$K_S = \frac{r_Z}{r_Z + R_S} = \frac{10}{10 + 560} = 0.0157$$

3. Sea un regulador de voltaje básico cuyos valores son:

$$V_{in_{m\acute{a}x}} = 46 \text{ V} \quad V_{in_{m\acute{a}n}} = 34 \text{ V} \quad V_o = 20 \text{ V} \quad r_Z = 6 \Omega \quad I_{L_{m\acute{a}n}} = 0 \text{ mA} \quad I_{L_{m\acute{a}x}} = 120 \text{ mA}$$

Calcule: a)  $R_S$  b)  $I_{Z_{m\acute{a}x}}$  c)  $Z_O$  d)  $K_S$ .

Tomando  $I_{Z_{m\acute{a}n}}$  como el 10% de la  $I_{L_{m\acute{a}x}}$ , tenemos:  $I_{Z_{m\acute{a}n}} = 12 \text{ mA}$ .

### Solución

$$a) R_S = \frac{V_{in_{m\acute{a}n}} - V_o}{I_{Z_{m\acute{a}n}} + I_{L_{m\acute{a}x}}} = \frac{(34 - 20) \text{ V}}{(12 + 120) \text{ mA}} = 106 \Omega$$

$$b) I_{Z_{m\acute{a}x}} = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{R_S} = 245 \text{ mA}$$

$$c) Z_O = \frac{r_Z \cdot R_S}{r_Z + R_S} = 6 \Omega$$

$$d) K_S = \frac{Z_O}{Z_O + R_S} = 0.053 \text{ (factor de atenuación)}$$

Recuerde que cuando se requiere un voltaje determinado y no se dispone del diodo zener adecuado, pueden conectarse en serie los diodos zener y sumar así sus voltajes hasta obtener el

deseado. Por otra parte, si se tiene un circuito regulador de voltaje, éste se puede dividir en dos o tres circuitos reguladores más (divisores de voltaje), siempre y cuando el voltaje de entrada sea lo suficientemente grande para que se repartan las caídas de voltaje en cada uno de ellos.

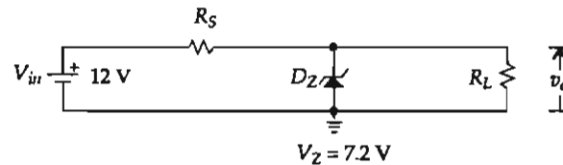
4. Dado el siguiente circuito, por cuya carga circular una corriente de 12 a 100 mA, calcule:

a) La  $R_S$  requerida para mantener esta corriente por la  $R_L$

b) La  $P_{Z_{máx}}$

c) Si  $r_Z = 2 \Omega$ , ¿cuánto valdrán los voltajes de salida -eje X-?

d) Las corrientes de  $I_Z$  que interceptan las líneas de carga (eje de las Y). Úsense valores comerciales de los resistores.



### Solución

a) Tomando para  $I_{Z_{mín}}$  el 10% de  $I_{L_{máx}}$ , entonces:  $I_{Z_{mín}} = 10 \text{ mA}$ . Para mayor seguridad de conducción se le "puede" agregar 2 mA:  $I_{Z_{mín}} = 12 \text{ mA}$ .

De (II.31):

$$R_S = \frac{V_{in_{mín}} - V_Z}{I_{Z_{mín}} + I_{L_{máx}}} = \frac{(12 - 7.2) \text{ V}}{(0.012 + 0.1) \text{ A}} = 42.85 \Omega$$

Valor comercial:  $R_S = 47 \Omega$ .

$R_S$  es el valor mínimo resistivo para que el zener se dispare y empiece a conducir. Observe que no había necesidad de tomar el 10% de  $I_{L_{máx}}$ , ya que  $I_{Z_{mín}} = 12 \text{ mA}$ .

b)  $P_{Z_{máx}} = V_Z I_Z = (7.2 \text{ V})(112 \text{ mA}) = 0.8 \text{ W}$

La potencia máxima cuando el circuito se quede sin carga.

Comercialmente:  $P_{Z_{máx}} = 1 \text{ Watt}$ .

c) Si  $r_Z = 2 \Omega$  dado por el fabricante, entonces las ecuaciones de la recta a c-d son:

De (II.32):  $V_{Z_{máx}} = V_{in_{máx}} - R_S(I_{Z_{mín}} + I_{L_{máx}})$

$$V_{Z_{máx}} = 12 \text{ V} - 47 \cdot (I_{Z_{mín}} + I_{L_{máx}})$$

Para  $I_{L_{mín}} = 12 \text{ mA}$  y tomando  $I_{Z_{mín}} = 0 \text{ mA}$  obtenemos el punto en el que la recta de carga intercepta al eje x ( $V_Z$ ).

$$V_{Z_{máx}} = 12 \text{ V} - 47 \cdot (0 + 12 \text{ mA}) = 11.43 \text{ V}$$

Para  $I_{L_{\max}} = 100 \text{ mA}$  e  $I_{Z_{\min}} = 0 \text{ mA}$ ; entonces:

$$V_{Z_{\min}} = 12 \text{ V} - 47 \cdot (0 + 100 \text{ mA}) = 7.3 \text{ V}$$

Observe que si el diodo no está en el circuito el  $V_o$  podría variar desde 7.3 V con 100 mA de  $I_{L_{\max}}$  hasta 11.43 V con  $I_{L_{\min}} = 12 \text{ mA}$ .

d) De (II.32): Despejando a  $I_Z$  para  $V_Z = 0 \text{ V}$  e  $I_{L_{\max}} = 100 \text{ mA}$ :

$$I_{Z_{\min}} = \frac{12 \text{ V} - 0 - 47 \cdot I_{L_{\max}}}{47} = \frac{12 \text{ V} - 47 \cdot 0.1}{47} = 155 \text{ mA}$$

Para  $V_Z = 0 \text{ V}$  e  $I_{L_{\min}} = 12 \text{ mA}$ ; entonces:

$$I_{Z_{\max}} = \frac{12 \text{ V} - 47 \cdot 0.01}{47} = 243 \text{ mA}$$

e)  $R_{L_{\min}} = \frac{7.2 \text{ V}}{100 \text{ mA}}$ ;  $R_L > 72 \Omega$

El valor comercial puede ser  $R_L = 100 \Omega$  o mayor.

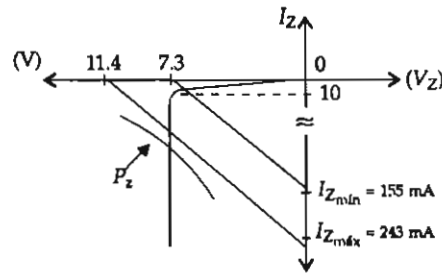


Figura II.29. Característica del diodo zener y sus líneas de carga.

5. A fin de poder conjugar los diferentes circuitos que hasta aquí se han estudiado, calcule una fuente de alimentación regulada con rectificador tipo puente y filtro aditivo tipo RC, la cual debe de entregar 24 V<sub>c-d</sub> en ese mismo punto de la salida del rectificador; el rizo es  $r = 1\%$  y la resistencia de carga  $R_L$  tendrá un valor de 100 a 1 000  $\Omega$  y estará sometida a un voltaje de salida  $V_o = 9.1 \text{ V}$ .

Calcule:

- a)  $C$     b)  $V_m$     c)  $V_{ef}$     d)  $V_r$     si  $R = 330 \Omega$  y  $C_2 = 100 \mu\text{f}$ , ¿cuánto valen:  
e)  $V'_{c-d}$     f)  $V'_r$     g)  $v_{R_5}$     h)  $I_S$     i)  $P_{R_5}$     j)  $I_{L_{\max}}$     k)  $I_{Z_{\max}}$     y l)  $P_{Z_{\max}}$ ?

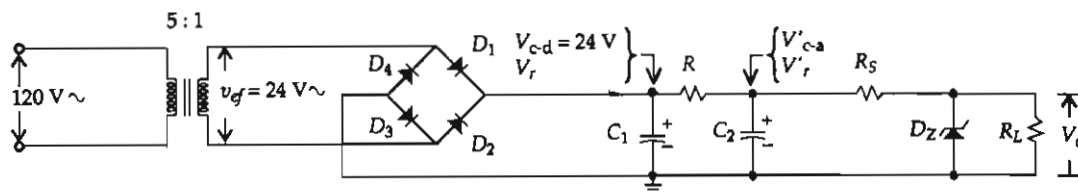


Figura II.30. Fuente de alimentación básica regulada.

## Solución

$$a) \text{ De (II.19): } C = \frac{2.4}{r R_L} = \frac{2.4}{0.01 \cdot 0.1} = 2400 \mu\text{f}$$

Se tomó el valor de  $R_L = 100 \Omega$  para el caso extremo.

$$b) \text{ De (II.22): } V_m = V_{c-d}(1 + r\sqrt{3}) = 24(1 + 0.01 \cdot \sqrt{3}) = 24.4 \text{ V}$$

$$c) V_{ef} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = \frac{24.4}{\sqrt{2}} = 17.26 \text{ V}$$

$$d) \text{ De (II.25): } V_r = \frac{V_m \cdot r}{1 + r\sqrt{3}} = \frac{24.44 \text{ V} \cdot 0.01}{1 + 0.01\sqrt{3}} = 0.24 \text{ V}$$

$$e) \text{ Por divisor de tensión: } V'_{c-d} = \frac{1 \text{ k}\Omega \cdot 24 \text{ V}}{13 \text{ k}\Omega} = 18 \text{ V}$$

$$X_{C_2} = \frac{1.326}{C_2} = \frac{1.326}{100} = 0.0132 \text{ k}\Omega$$

$$f) V_r = \frac{X_{C_2} \cdot V_r}{\sqrt{R_L^2 + X_{C_2}^2}} = \frac{0.0132 \cdot 0.24}{\sqrt{0.33^2 + 0.0132^2}} = 9.63 \text{ mV}$$

$$g) V_{R_S} = V_{in} - V_o = (18.04 - 9.1) \text{ V} = 8.9 \text{ V}$$

$$\text{Por divisor de voltaje: } V_Z = \frac{R_{L_{\max}} \cdot V_{in}}{R_{L_{\min}} + R_S} \quad \therefore$$

$$R_S = \frac{R_{L_{\min}}(V_{in} - V_Z)}{V_Z} = \frac{100 \Omega (18.04 - 9.1)}{9.1} = 98.3 \Omega$$

$$h) I_S = \frac{V_{R_S}}{R_S} = \frac{8.9 \text{ V}}{98.3} = 0.091 \text{ A}$$

$$i) P_{R_S} = \frac{V_{R_S}^2}{R_S} = 0.81 \text{ W}$$

$$j) I_{L_{\max}} = \frac{V_Z}{R_{L_{\min}}} = \frac{9.1 \text{ V}}{100} = 0.091 \text{ A}$$

$$k) I_S = I_{Z_{\max}} + I_{L_{\min}} \quad \therefore I_{Z_{\max}} = I_S - I_{L_{\min}} = 91 \text{ mA}$$

$$l) P_{Z_{\max}} = V_Z \cdot I_{Z_{\max}} = 9.1 \text{ V} \cdot 0.091 \text{ mA} = 0.828 \text{ W}$$

Comercialmente el zener debe ser de 1 watt.

6. Sea el siguiente un circuito doblador de tensión de onda completa que entrega a  $R_{L1}$  y  $R_{L2}$ , +5 y -5 V con una corriente máxima  $I_{L_{\max}} = 0.2$  A y una  $RC > 125$  m seg para  $f = 60$  Hz, calcule:

- La relación  $\frac{V_p}{V_s}$  (esto es:  $x$  número de volts en el primario por 1 volt en el secundario)
- $V_s$  para  $V_p = 110$  y  $122$  V
- $R_1 = R_2$
- $P_{R_{1\max}} = P_{R_{2\max}}$
- $I_{Z_{\max}}$
- $P_{Z_{\max}}$
- $R_{L_{\min}}$ , y
- $C_1 = C_2$ . Transformador de 120 V/6.4 V.

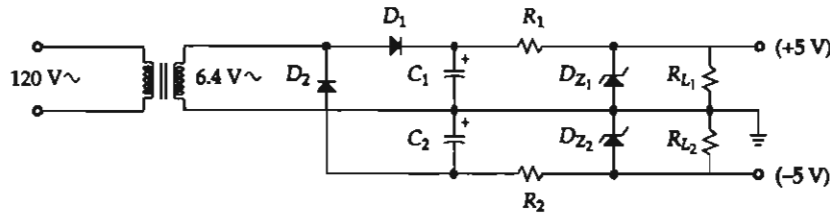


Figura II.31. Fuente de alimentación regulada de +5 V y -5 V.

### Solución

La relación de voltaje del transformador es:

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{120}{6.4} = 19.04, \text{ de aquí que: } V_s = \frac{V_{in_1}}{19.04}$$

$$\text{Si } V_{in_1} = 110 \text{ V, entonces: } V_{s_1} = \frac{110}{19.04} = 5.77 \text{ V}_{\text{rms}} \text{ o } V_{\max_1} = 5.77 \text{ V}_{\text{rms}} \cdot \sqrt{2} = 8.17 \text{ V}_{\text{pico}}.$$

$$\text{Si } V_{in_2} = 122 \text{ V, entonces: } V_{s_2} = 122/19.04 = 6.4 \text{ V}_{\text{rms}} \text{ o } V_{\max_2} = 6.4 \text{ V}_{\text{rms}} \cdot \sqrt{2} = 9.06 \text{ V}_{\text{pico}}.$$

Para estos casos los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  se cargan con +8.1 V y -8.1 V y +9.06 V y -9.06 V respectivamente. Por otra parte, cuando el voltaje de la línea baje al mínimo, será el peor de los casos para el circuito, por lo que podremos obtener valores iguales para  $R_1$  y  $R_2$ :

$$V_{\max_1} = (R_1 = R_2) \cdot I_{L_{\max}} + V_Z$$

La expresión anterior es despreciando la caída de voltaje a través de cada diodo.

$$R_1 = R_2 = \frac{V_{\max_1} - V_Z}{I_{L_{\max}}} = \frac{(8.17 - 5) \text{ V}}{200 \text{ mA}} = 15.85 \Omega$$

### Diodo de unión

La máxima potencia en cada uno de los resistores ocurre cuando se produce el voltaje máximo en la entrada, de aquí que se tome  $R_1 = R_2 = 15 \Omega$ .

$$P_{R_{1\text{máx}}} = P_{R_{2\text{máx}}} = \frac{(V_{\text{máx}_2} - V_Z)^2}{R_1} = \frac{(9.04 - 5)^2 \text{ V}}{15 \Omega} = 1.08 \text{ W}$$

La corriente máxima del zener es:

$$V_{\text{máx}_2} = R_1(I_{Z_{\text{máx}}} + I_{L_{\text{mín}}}) + V_Z \quad \therefore$$

$$I_{Z_{\text{máx}}} = \frac{V_{\text{máx}_2} - V_Z}{R_1 = R_2} - I_{L_{\text{mín}}} = \frac{V_{\text{máx}_2} - V_Z}{R_1 = R_2} - 0 = \frac{9.06 - 5 \text{ V}}{15 \Omega} = 269.3 \text{ mA}$$

La potencia disipada en cada uno de los diodos zener es:

$$P_{Z_{\text{máx}}} = V_Z \left( \frac{V_{\text{máx}_2} - V_Z}{R_1 = R_2} - 0 \right) = 5 \text{ V} \left( \frac{9.04 - 5}{15} \right) = 1.34 \text{ W}$$

La resistencia mínima de la carga será:

$$R_{L_{\text{mín}}} = \frac{V_Z}{I_{L_{\text{máx}}}} = \frac{5 \text{ V}}{0.2 \text{ A}} = 25 \Omega$$

Considerando que el tiempo de carga de los capacitores es la constante de tiempo:  $\tau = 125 \text{ m seg} < RC$  para 60 Hz, entonces:

$$C_{1,2} > \frac{\tau}{R_{L_{\text{mín}}}} = \frac{0.125 \text{ seg}}{25 \Omega} = 0.005 \text{ f} = 5 \text{ 000 } \mu\text{f}$$

Observe que los capacitores son grandes, por lo que, si queremos disminuirlos, aumentamos la  $R_{L_{\text{mín}}}$  a  $250 \Omega$ , pero al incrementar la resistencia de carga debe decrecer la  $I_L$  a  $20 \text{ mA}$ , esto si  $\tau = 0.125 \text{ seg}$ .

La expresión anterior se incluye en las ecuaciones del voltaje de carga y descarga de los capacitores, que son:

$$V_c = V(1 - e^{-t/RC}) \text{ y } V_d = Ve^{(-t/RC)}$$

El transformador comercial para filamentos por usar es:  $120 \text{ V}/6.3 \text{ V}/0.5 \text{ A}$ .

7. Dado un circuito alimentado por un rectificador de media onda y cuyos valores son:  $V_{in_{\text{mín}}} = 10 \text{ V}$ ,  $V_{in_{\text{máx}}} = 15 \text{ V}$ ,  $V_Z = 6 \text{ V}$ ,  $I_L$  varía de  $0.1$  a  $0.5 \text{ A}$ , calcule:  $I_{Z_{\text{máx}}}$ ,  $R_S$ ,  $P_Z$  y  $P_{R_S}$ .

### Solución

De la ecuación (II.33) y (II.32) obtenemos los valores de:

$$I_{Z_{m\acute{a}x}} = \frac{0.1(6 - 10) + 0.5(15 - 6)}{10 - 0.9 \cdot 6 - 0.1 \cdot 15} = 1.32 \text{ A}$$

$$R_S = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{I_{Z_{m\acute{a}x}} + I_{L_{m\acute{m}n}}} = \frac{(15 - 6) \text{ V}}{(1.32 + 0.1) \text{ A}} = 6.33 \Omega$$

La potencia del zener y de  $R_S$  es:

$$P_Z = I_{Z_{m\acute{a}x}} \cdot V_Z = 1.32 \text{ A} \cdot 6 \text{ V} = 7.92 \text{ W}$$

$$P_{R_S} = (V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z) (I_{Z_{m\acute{a}x}} + I_{L_{m\acute{m}n}}) = 9 \text{ V} \cdot 1.42 \text{ A} = 12.78 \text{ W}$$

El valor del capacitor está dado por

$$C = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{\Delta V \cdot f_p \cdot R_S} = \frac{(15 - 6) \text{ V}}{(15 - 10) \text{ V} \cdot 60 \text{ Hz} \cdot 6.3 \Omega} = 4739.3 \mu\text{f}$$

8. Sea el circuito rectificador de onda completa de la figura II.32, cuyo transformador tiene la relación 4:1 y el cual es alimentado con 120 V/60 Hz, ¿cuánto vale  $R_S$  para mantener 10 V a través de  $R_L$  si  $I_L$  varía de 50 a 200 mA? Considere que el voltaje mínimo admisible en la entrada del regulador es de 14 V. ¿Cuánto vale  $C$ ?

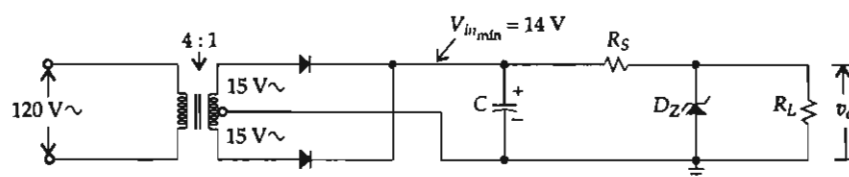


Figura II.32. Fuente de alimentación regulada de +10 V.

### Solución

$120/4 = 30 \text{ V}$  entre los extremos del transformador;  $30/2 = 15 \text{ V}$  entre uno de los extremos del transformador y la derivación; lo mismo para el otro extremo.

$$V_{ef} = V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad \therefore V_m = V_{in_{m\acute{a}x}} = \sqrt{2} \cdot V_{ef} = 1.41 \cdot 15 \text{ V} = 21.21 \text{ V}$$

$V_{in_{m\acute{m}n}} = 14 \text{ V}$  y la  $I_{Z_{m\acute{a}x}}$  será:

$$I_{Z_{m\acute{a}x}} = \frac{I_{L_{m\acute{m}n}}(V_Z - V_{in_{m\acute{m}n}}) + I_{L_{m\acute{a}x}}(V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z)}{V_{in_{m\acute{m}n}} - 0.9 V_Z - 0.1 V_{in_{m\acute{a}x}}}$$

$$I_{Z_{m\acute{a}x}} = \frac{0.05(10 - 14) + 0.2(21.21 - 10)}{14 - 0.9 \cdot 10 - 0.1 \cdot 21.21} = 0.7 \text{ A}$$

### Diodo de unión

$$R_S = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{I_{Z_{m\acute{a}x}} + I_{L_{m\acute{i}n}}} = \frac{(21.21 - 14) \text{ V}}{(0.7 + 0.05) \text{ A}} = 14.8 \, \Omega$$

$$C = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}} - V_Z}{\Delta V \cdot f_p \cdot R_S} = \frac{(21.21 - 10) \text{ V}}{(21.21 - 14) \text{ V} \cdot 120 \text{ Hz} \cdot 14.8 \, \Omega} = 877.8 \, \mu\text{f} \approx 1000 \, \mu\text{f}$$

9. Diseñe una fuente de voltaje con un rectificador de onda completa y un circuito regulador de voltaje integrado de 12 voltios. El voltaje de entrada al transformador es de 117 V a 60 Hz y, por la carga  $R_L$ , la cual tiene un capacitor en paralelo con ella, circula una corriente de 100 a 500 mA.

Se desea calcular los valores de  $R_L$  y del capacitor  $C_F$ .

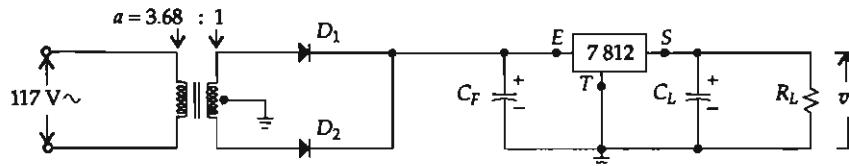


Figura II.33. Fuente de alimentación regulada de +12 V.

### Solución

El regulador del circuito integrado tiene un rango de voltaje de entrada de  $V_{in_{m\acute{i}n}}$  a  $30 V_{in_{m\acute{a}x}}$ , que debe producir el transformador, y no más de 30 V.

El voltaje pico del voltaje de la línea es:

$$V_p = \sqrt{2} \cdot 117 \text{ V} = 165.4 \text{ V}$$

que, dividido entre las dos terminales del transformador, da 82.7 V.

El voltaje medio de entrada de 14.5 y 30 V es:

$$V_{\text{medio}} = \frac{14.5 + 30}{2} = 22.25 \text{ V}$$

La relación del número de vueltas del transformador está dada por:

$$a = \frac{82.7}{22.25} = 3.68$$

Lo anterior quiere decir que son 3.68 vueltas en el primario por una vuelta en el secundario.

De aquí que los voltajes de entrada al regulador sean:

$$V_{in_{m\acute{i}n}} = 14.5 \text{ V y } V_{in_{m\acute{a}x}} = 22.25 \text{ V}$$

El valor de la carga resistiva  $R_L$  para el peor de los casos es:

$$R_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{12 \text{ V}}{0.5 \text{ A}} = 24 \, \Omega$$



Al valor anterior se le agrega aproximadamente 20% en ohmios para una mayor seguridad de funcionamiento del integrado, esto es:  $R_L = 29 \Omega$ .

El valor del filtro capacitivo para mantener el voltaje de entrada del regulador dentro del rango especificado está dado por:

$$C_F = \frac{V_{in_{m\acute{a}x}}}{\Delta V f_p R_L} = \frac{22.25 \text{ V}}{(22.25 - 14.5) \text{ V} \times 120 \times 29 \Omega} = 825 \mu\text{f}$$

Observe que el valor  $V_{in_{m\acute{a}x}}$  no fue el que estipula el fabricante del regulador, sino el valor promedio del voltaje de entrada al regulador.

Se propone el capacitor de salida  $C_L$  para aislar los efectos transitorios que puedan aparecer en la línea de entrada del regulador; éste debe ser de alta calidad, de tantalum, y el valor se da de  $1 \mu\text{F}$ .

10. Diseñe el circuito mostrado a continuación de modo que entregue +8, -8 y +16 V, y que posteriormente sean regulados a +5, -5 y +12 V. Dichos voltajes deben tener 2A, 50 y 50 mA respectivamente.

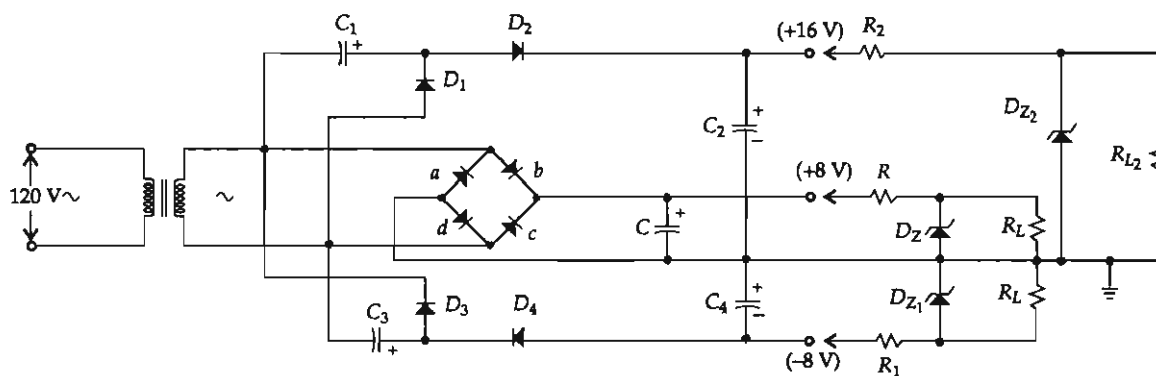


Figura II.34. Fuente de alimentación regulada múltiple.

## Funcionamiento

Los capacitores  $C_1$  y  $C_2$  más los diodos  $D_1$  y  $D_2$  componen el doblador de voltaje de +16 V.

Durante el semiciclo negativo conduce  $D_1$  y carga  $C_1$  al  $V_m$  del secundario, quedando abierto  $D_2$  y el diodo de disparo  $d$ . Simultáneamente, en el mismo semiciclo, hace conducir a  $D_3$  cargando  $C_3$  al voltaje del secundario.

Los capacitores  $C_3$  y  $C_4$ , junto con los diodos  $D_3$  y  $D_4$ , constituyen los elementos para el otro doblador de voltaje de -8 V.

En el semiciclo positivo se suman el voltaje del secundario con el  $V_{C_1}$  haciendo que conduzca  $D_2$ , con lo que carga  $C_2$  a  $2 V_m$ . El diodo de disparo  $d$  también conduce, cerrando la trayectoria por el secundario. En dicho semiciclo  $C_3$  carga a  $C_4$  a través de  $D_4$  y del diodo  $d$ , no conduciendo  $D_3$ . El doblador aquí queda formado por el  $V_{C_3}$  más  $V_m$  del secundario, el cual aparece entre el ánodo de  $D_4$  y la placa positiva del capacitor  $C_4$ ; sin embargo, el voltaje se toma entre la tierra y la placa negativa de  $C_4$ .

El funcionamiento del rectificador tipo puente ya se describió en el apartado "Circuito rectificador tipo puente" del capítulo II.

### Diodo de unión

Como el voltaje deseado en la salida del puente es de +8 V y la caída de voltaje en cada uno de los diodos que conducen es de 0.7 V, entonces:

$$V_{\text{sec pico}} = (8 + 1.4) \text{ V} = 9.4 \text{ V}$$

El  $V_{ef}$  del secundario es:

$$V_{ef \text{ sec}} = \frac{V_{\text{sec pico}}}{\sqrt{2}} = \frac{V_m}{1.41} = \frac{9.4 \text{ V}}{1.41} = 6.64 \text{ V}$$

El transformador debe ser de 120/6.3 V a 2 A, valor comercial.

Si la línea de entrada varía de 110 a 130 V, entonces la relación del transformador será:

$$V_p/V_s = 120/6.3 = 19.04$$

El voltaje eficaz y el máximo para el voltaje mínimo de la línea es:

$$V_{ef} = 110/19.04 = 5.77 \text{ V}; \quad V_m = \sqrt{2} \cdot V_{ef} = 1.41 \cdot 5.77 \text{ V} = 8.17 \text{ V}$$

El  $V_{ef}$  y el  $V_m$  para el voltaje máximo de la línea es:

$$V_{ef} = 130/19.04 = 6.82 \text{ V}; \quad V_m = \sqrt{2} \cdot V_{ef} = 1.41 \cdot 6.82 \text{ V} = 9.65 \text{ V}$$

Si el tiempo de carga de C es  $\tau = 0.015 \text{ seg}$  y  $R_L = 5 \text{ V}/2 \text{ A} = 2.5 \Omega$

$$C = \tau/R_L = 0.015/2.5 \Omega = 6 \text{ mf} = 6\,000 \mu\text{f}$$

Observe que en este caso se dio el tiempo de carga de C.

Si con el dato anterior se desea saber el factor de rizo, encontramos que:

$$r = \frac{2.4}{R_L C} = \frac{2.4}{0.0025 \cdot 6\,000} = 0.16$$

En porcentaje, tenemos que  $r = 16\%$

Este factor de rizo tan grande se debe a que  $R_L$  es muy pequeña a causa de que  $I_L$  es de 2 A.

El resistor limitador de corriente en caso de que se use zener es:

$$R = \frac{V_{in \text{ min}} - V_Z}{I_{Z \text{ max}}} = \frac{(8.17 - 5) \text{ V}}{2 \text{ A}} = 1.58 \Omega \approx 1.5 \Omega$$

La potencia máxima de R es:

$$P_{R \text{ max}} = \frac{V_{in \text{ max}} - V_Z}{R} = \frac{(9.65 - 5) \text{ V}}{1.5 \Omega} = 14.4 \text{ W}$$

La potencia disipada por el zener será:

$$P_{Z_{\max}} = V_Z \frac{V_{in_{\max}} - V_Z}{R_1} = 5 \cdot \frac{(9.65 - 5) \text{ V}}{1.5 \Omega} = 15.5 \text{ W}$$

El cálculo para el +16 y -8 V respectivamente se resuelve en la misma forma que el problema número 6.

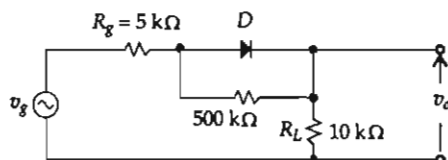
## Cuestionario y problemas

- II.1. Diga cuáles son los portadores mayoritarios en la región N.
- II.2. ¿Cuáles son los portadores minoritarios en la región P?
- II.3. ¿Qué es lo que produce la corriente de recombinación?
- II.4. ¿A qué se debe la corriente generada térmicamente?
- II.5. Explique cómo se forma la región vacía.
- II.6. Dé la relación entre la corriente de recombinación y la generada térmicamente.
- II.7. Explique lo que es la polarización directa e inversa del diodo.
- II.8. ¿Cuál es la ecuación del diodo?
- II.9. ¿A qué se llama polarizar un elemento electrónico?
- II.10. Explique la característica de ruptura del diodo.
- II.11. Si la alimentación para un rectificador de media onda es  $v_{in} = 30 \sin \omega t$ , la resistencia directa del diodo  $r_f = 100 \Omega$  y la  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , ¿cuánto vale la corriente media o promedio de  $R_L$ ?

Respuesta:  $I_{c-d} = 8.68 \text{ mA}$ .

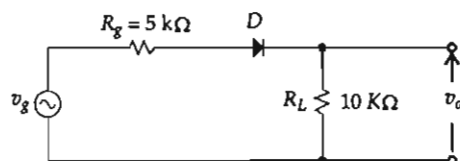
Los siguientes circuitos corresponden a cada uno de los problemas:

- II.12. Trace la señal de salida cuando  $v_g = 100 \text{ V}_{p-p}$  (señal senoidal) con  $t = 2 \text{ seg}$ . Considere al diodo ideal y que  $C = 0$ .

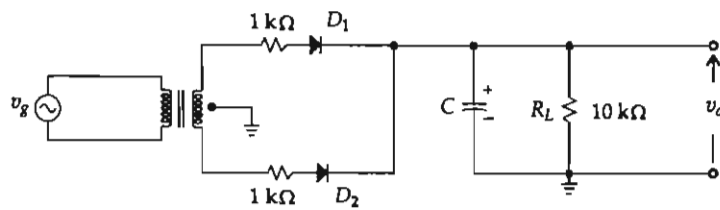


- II.13. Realice un bosquejo de la señal de salida cuando  $v_{in}$  es:

- a) Onda senoidal de  $100 \text{ V}_{p-p}$  con  $t = 2 \text{ seg}$ .
- b) Onda cuadrada de  $100 \text{ V}_{p-p}$  con  $t = 2 \text{ seg}$ .
- c) Onda triangular de  $40 \text{ V}_{p-p}$  con  $t = 2 \text{ seg}$ .



II.14. Trace la señal de salida cuando  $v_g = 100 \text{ V}_{p-p}$  (señal senoidal) con  $t = 2 \text{ seg}$ .



II.15. Dibuje las coordenadas  $V_D$  contra  $I_D$  para un diodo de silicio:

- Si la corriente de saturación es  $I_S = 0.1 \mu\text{A}$ .
- Si la corriente de saturación es  $I_S = 0.01 \mu\text{A}$ .
- Trace la curva de voltaje para ambos casos.

II.16. Un diodo de germanio tiene una corriente de saturación  $I_S = 10 \mu\text{A}$ .

Si el diodo está sometido a un voltaje  $V = 0.2 \text{ V}$ :

- Calcule  $I_D$ .
- Determine  $R_f$ .
- Trace las coordenadas  $V_D$  contra  $I_D$ .
- Grafique la curva del diodo.

Respuesta: a)  $I_D = 0.43 \text{ mA}$ , b)  $R_f = 59.3 \Omega$ .

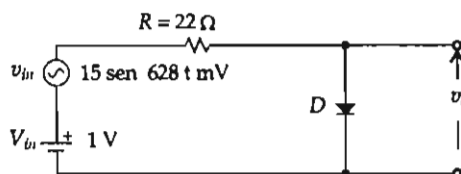
II.17. Un diodo particular tiene  $I_S = 0.2 \mu\text{A}$ ,  $V_T = 26 \text{ mV}$  y  $\eta = 1.6$ .  $\eta$  es la recombinación de los portadores de carga en la región de transición de la unión.

$$I = I_S \left( e^{\left( \frac{V}{\eta \cdot kT/q} \right)} - 1 \right)$$

- Encuentre  $I_D$  si el voltaje a través del diodo es de  $0.4 \text{ V}$ .
- Calcule la resistencia directa del diodo.

Respuesta: a)  $I_D = 3 \text{ mA}$  b)  $R_f = 13.8 \Omega$ .

II.18. Calcule la corriente a través del diodo si  $I_S = 0.01 \mu\text{A}$ , el voltaje en el diodo es  $0.65$  y  $\eta = 1.5$ .

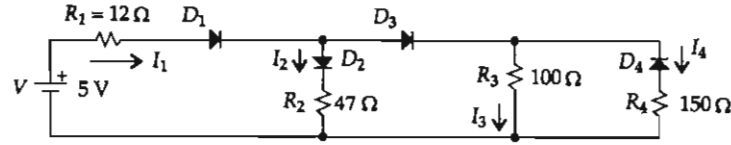


Respuesta:  $I = 0.17 \text{ mA}$ .

II.19. Determine  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$  e ignore las corrientes de saturación.

a) Para diodos ideales.

b) Para diodos no ideales con  $R_f = 12 \Omega$  y  $V_D = 0.7 \text{ V}$ .

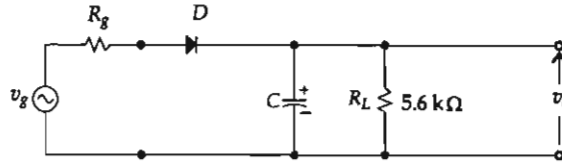


Respuesta: a)  $I_1 = 0.113 \text{ A}$ ,  $I_2 = 77.4 \text{ mA}$ ,  $I_3 = 36.3 \text{ mA}$       b)  $I_3 = 19.82 \text{ mA}$ .

II.20. Para  $v_{in} = 117 \text{ V}/60 \text{ Hz}$ ,  $R_g = 4.7 \text{ k}\Omega$  y  $R_L = 5.6 \text{ k}\Omega$ , calcule:

a)  $V_p$  de  $v_g$ .

b) El valor de  $C$  para que  $v_o$  no varíe más del 10 por ciento.



Respuesta: a)  $V_p = 234 \text{ V}$       b)  $C = 29.76 \mu\text{f}$ .

II.21. Diseñe la siguiente fuente de alimentación, en la que  $R_L$  recibe un voltaje de salida de 15 a 24  $V_{c-d}$  y requiere que por ella circule una  $I_L$  de 1 A.

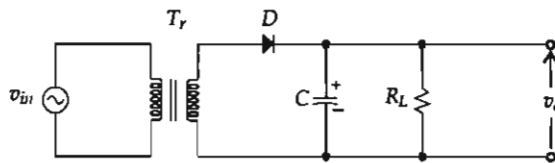
Si la fuente recibe 117 V/60 Hz de la línea, calcule:

a)  $V_{m\acute{a}x} = V_p$  en el primario.

b) La relación del transformador.

c) El valor del capacitor  $C$ .

Desprecie la caída de voltaje del diodo y la del transformador.

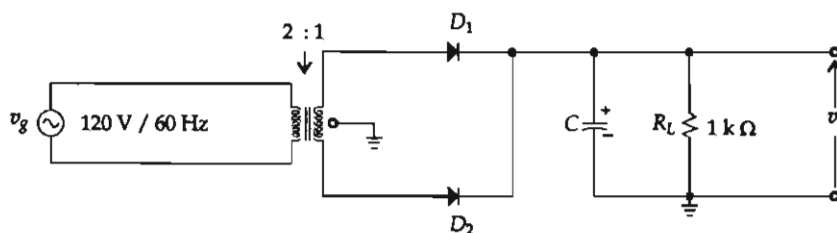


Respuesta: a)  $V_{m\acute{a}x} = 234 \text{ V}$       b)  $a = 11$       c)  $C = 2\,963 \mu\text{f}$

Se toma la mayor relación del transformador para obtener el  $v_{o_{min}}$ .

II.22. Para el circuito mostrado determine el voltaje máximo a la salida de los diodos y el valor del capacitor  $C$  para que  $v_o$  no varíe más del 15 por ciento.

Diodo de unión



Respuesta:  $V_p = V_{m\acute{a}x} = 42.42 \text{ V}$ ,  $C = 55.5 \text{ }\mu\text{f}$ .

- II.23. Diseñe una fuente de voltaje de alimentación de onda completa con capacitor en paralelo con  $R_L$  tal que entregue de 12 a 20  $V_{c-d}$  e  $I_L = 1 \text{ A}$ ; si  $v_{in} = 117 \text{ V}/60 \text{ Hz}$ .

Calcule:

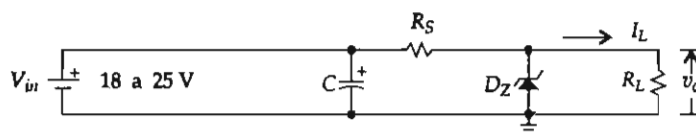
- $V_{m\acute{a}x}$  a la salida de los diodos.
- La relación del transformador.
- El valor del capacitor.

Respuesta: a)  $V_{m\acute{a}x} = 82.7 \text{ V}$     b)  $a = 6.9$      $C = 1\,736 \text{ }\mu\text{f}$ .

- II.24. Para la figura del problema II.22, si la relación del transformador es  $a = 6:1$  y  $R_L = 100 \text{ }\Omega$ , determine el valor de  $C$  para que  $v_o$  no descienda a más del 20 por ciento.

Respuesta:  $C = 416 \text{ }\mu\text{f}$ .

- II.25. El circuito siguiente proviene de un rectificador de media onda; si por  $I_L$  circulan de 0.1 a 0.5 A y se desea que  $V_o = 12 \text{ V}$ , calcule: a)  $I_{Z_{m\acute{a}x}}$     b)  $R_S$     c)  $P_{R_S}$     d)  $P_Z$     e)  $C$ .



Respuesta: a)  $I_{Z_{m\acute{a}x}} = 1.25 \text{ A}$     b)  $R_S = 9.6 \text{ }\Omega$     c)  $P_{R_S} = 16.25 \text{ W}$     d)  $P_Z = 15 \text{ W}$     e)  $C = 1\,732.5 \text{ }\mu\text{f}$ .

- II.26. A partir de un rectificador de media onda diseñe una fuente de alimentación regulada tal que entregue 22 V a la carga  $R_L$  y que por ella circule una corriente de 0.2 a 0.5 A. Si el voltaje de la línea es de 120 V/60 Hz y el voltaje de entrada al regulador varía de 30 a 40  $V_{c-d}$ , calcule:

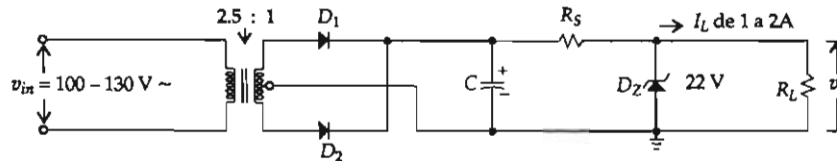
- El voltaje máximo a la entrada del regulador.
- La relación del transformador.
- $I_{Z_{m\acute{a}x}}$ ,  $R_S$ ,  $P_{R_S}$ ,  $P_Z$  y el valor de  $C$ .

Respuesta: a)  $V_m = 240 \text{ V}$     b)  $a = 6$     c)  $I_{Z_{m\acute{a}x}} = 1.9 \text{ A}$ ,  $R_S = 12.9 \text{ }\Omega$ ,  $P_{R_S} = 25 \text{ W}$ ,  $P_Z = 26.1 \text{ W}$ ,  $C = 1\,290 \text{ }\mu\text{f}$ .

II.27. Para el siguiente circuito, cuyo transformador es de 120 V/60 Hz, calcule:

a)  $V_{S_{\min}}$ ,  $V_{S_{\max}}$ ,  $I_{Z_{\max}}$ .

b)  $R_S$ ,  $P_S$ ,  $P_Z$  y  $C$ .



Respuesta: a)  $V_{S_{\min}} = 28.28 \text{ V}$ ,  $V_{S_{\max}} = 36.7 \text{ V}$ ,  $I_{Z_{\max}} = 1.87 \text{ A}$     b)  $R_S = 6.5 \Omega$ ,  $P_S = 54 \text{ W}$ ,  
 $P_Z = 33.6 \text{ W}$ ,  $C = 2826 \mu\text{f}$ .

II.28. Dibuje un circuito igual al del problema 6 anterior para calcular todos los datos obtenidos en él, de modo que proporcione +6.2 y -6.2 V con una  $I_{L_{\max}} = 50 \text{ mA}$  y una  $\tau = 35 \text{ mseg} < RC$ .

Sugiera el valor del transformador.

II.29. Emplee el mismo enunciado del problema número 6, pero ahora para una salida que sea de +15 y -15 V con  $I_{L_{\max}} = 100 \text{ mA}$  y una  $\tau = 30 \text{ mseg} < RC$ .

II.30. Usando un transformador con derivación central de 22 V/0.05 A y un rectificador tipo puente, dibuje una fuente de alimentación que tenga dos filtros tipo  $\Pi$  para que dé +15 y -15 V a dos cargas resistivas por las que circulan 50 mA. Describa el funcionamiento del rectificador, proponga los tipos de diodos rectificadores y los diodos zener y calcule el valor de los resistores y capacitores.

## CAPÍTULO III

# DISPOSITIVOS AMPLIFICADORES

Dentro de los dispositivos amplificadores están los transistores de unión bipolares (BJT), los transistores efecto de campo (FET), el transistor semiconductor efecto de campo de óxido de metal (MOS-FET), el transistor efecto de campo de corriente vertical (FET-V) y los transistores efecto de campo de óxido de metal complementario (CMOS).

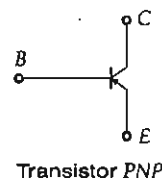
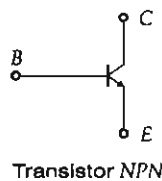
La palabra transistor es una palabra latina compuesta que significa transferir resistencia: *tran(sfer) + (re)sistor*. Quiere decir que la amplificación se produce llevando o pasando una corriente de un circuito de baja resistencia a otro de alta resistencia. En otras palabras, el transistor es un dispositivo semiconductor en el estado sólido capaz de amplificar señales de corriente eléctrica y de conmutar.

### III.1. TRANSISTOR DE UNIÓN BIPOLAR (BJT)

El transistor está formado por tres cristales en forma de obleas, contaminados de materiales semiconductores, dos uniones y tres terminales externas llamadas: base, emisor y colector.

Dentro de los transistores *BJT* existen dos tipos que son: *NPN* y *PNP* (por lo general, silicio y germanio); y tres configuraciones: base común, emisor común y colector común.

Símbolo de los dos transistores:



Las tres configuraciones de los *BJT* y la de los *FET* se estudiarán en función de los parámetros siguientes: impedancia de entrada, impedancia de salida, ganancia de voltaje y ganancia de corriente.



## III.2. CONFIGURACIÓN DE BASE COMÚN

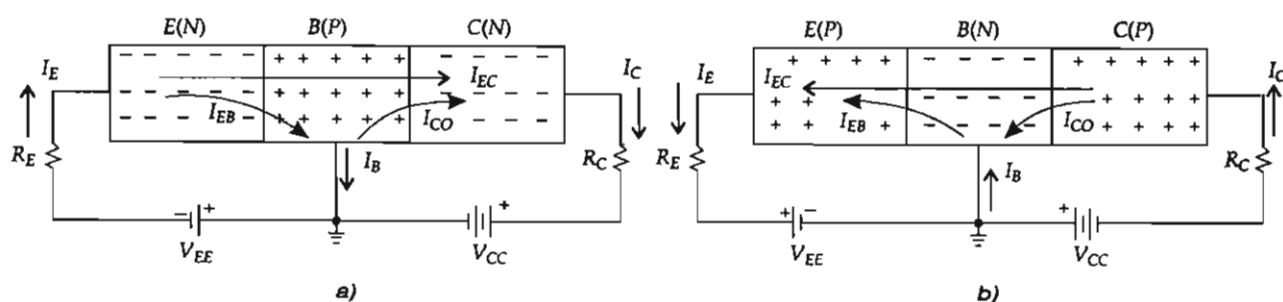


Figura III.1. a) Transistor NPN. b) Transistor PNP.

**Funcionamiento**

El alumno deberá recordar que, para cualquier tipo de transistor el diodo de emisor  $D_E$  (formado por la unión de la base con el emisor) siempre debe quedar polarizado directamente, y el diodo de colector  $D_C$  (formado por la unión de la base con el colector), polarizado inversamente.

$R_E$  es un resistor limitador de corriente del diodo de emisor, cuya impedancia vista hacia el diodo es bastante baja y la caída de potencial a través de él de 0.2 o 0.7 voltios según el transistor (Ge o Si).

**Transistor NPN**

Al referirnos a la figura III.1a, y variando lentamente  $V_{EE}$ , empezará una corriente de recombinación que circulará a través de la unión de  $D_E$ .

La corriente de emisor  $I_E$  está formada por los electrones (portadores mayoritarios) de la región de emisor que cruzan hacia la base, y por los huecos (portadores mayoritarios) de la base, que cruzan hacia el emisor. Esta corriente se debe a que la placa negativa de  $V_{EE}$  repele los electrones del emisor, cruzando la unión del  $D_E$ , y la placa positiva de la misma fuente repele los huecos existentes en la base, obligándolos a desplazarse hacia el emisor. A medida que se incremente la diferencia de potencial en  $V_{EE}$  la recombinación será mayor. Por esto el emisor proporciona a la base más electrones que los huecos que proporciona la base al emisor, es decir: la corriente de electrones a través de la unión de emisor será mucho mayor que la corriente de huecos. Además, por cada electrón que es capturado por un hueco en la base, sale otro por el conductor de la base ( $I_B$ ). Asimismo, cada hueco de la base que pasa al emisor deja una carga negativa en exceso en la base, impulsando a un electrón a salir por esta  $I_B$ . Lo anterior constituye la mayoría de  $I_E$ . La mayoría de los electrones inyectados desde el emisor a la base se difunden por ella y son capturados por el colector (de ahí el nombre de esta terminal del transistor). Esto se debe a que el borne positivo de  $V_{CC}$  atrae a los electrones que existen en el colector.

Recuerde que se requiere una diferencia de potencial pequeña (décimas de voltios) en el diodo de emisor para que éste conduzca, de ahí que los electrones que llegan a la base pasen y se incrementen con los portadores mayoritarios (electrones) de la región del colector, haciendo con esto que el transistor conduzca y se someta a la diferencia de potencial  $V_{CC}$ , que es mucho mayor que la  $V_{EE}$ . He aquí por qué amplifica el transistor.

La explicación para el funcionamiento del transistor PNP es semejante a la anterior.

### III.2.1. Corrientes internas en el transistor

$$I_E = I_B + I_C \quad (\text{III.1})$$

$$I_E = I_{EB} + I_{EC} \quad (\text{III.2})$$

$$I_B = I_{EB} - I_{CO} \quad (\text{III.3})$$

$$I_C = I_{EC} + I_{CO} \quad (\text{III.4})$$

$I_{CO}$  es la corriente de saturación del diodo de colector que cruza la unión del colector y viene siendo la corriente con polarización inversa y emisor a circuito abierto. También se le conoce como corriente generada térmicamente, a causa de los electrones (portadores minoritarios) que pasan de la base al colector y de los huecos (portadores minoritarios) que pasan del colector a la base.

$I_{CO}$  es una fuente de corriente constante que depende de la temperatura. La corriente de fuga o  $I_{CO}$  para el germanio es de  $10 \mu\text{A}$  y para el silicio es de  $0.01 \mu\text{A}$ .

El factor de amplificación para el transistor ideal está dado por:

$$\alpha_{c-d} = \frac{I_{EC}}{I_E} \quad (\text{III.5})$$

La (III.4) en (III.5):

$$\alpha_{c-d} = \frac{I_C - I_{CO}}{I_E} \quad (\text{III.6})$$

$$\alpha_{c-d} = \frac{I_C}{I_E} \quad (I_{CO} \text{ se desprecia por ser muy pequeña}) \quad (\text{III.7})$$

### III.2.2. Análisis de las características de colector o de salida

La figura III.2 muestra la configuración de base común, en la que los voltímetros y miliamperímetros nos servirán para poder tomar las lecturas correspondientes de los voltajes y de las corrientes a que está sometido el transistor, de aquí que polarizar quiere decir darle los voltajes y corrientes adecuados a los dispositivos electrónicos a través de resistores para que los transistores trabajen en forma correcta.

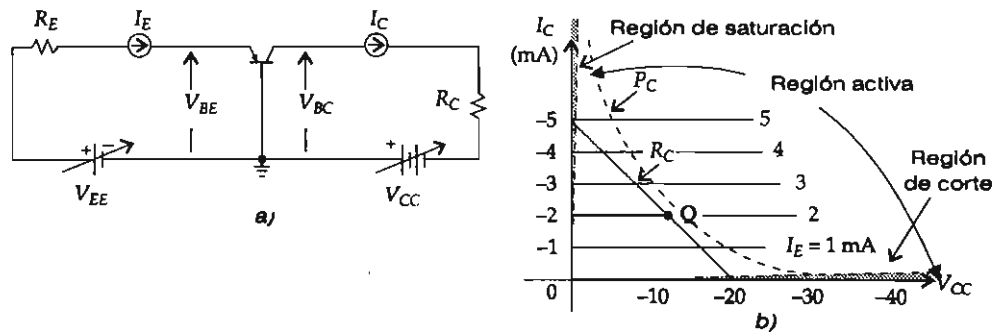


Figura III.2. a) Circuito para determinar las curvas características de colector. b) Dichas curvas.

La siguiente descripción es con el fin de ubicar al lector en la obtención de las curvas características de voltaje contra corriente. Dichas curvas las proporciona el fabricante por medio de los manuales de transistores y nos sirven para conocer la corriente de colector, la corriente de base, el voltaje colector-emisor, el factor de amplificación, la potencia disipada, etcétera.

Para nuestro caso diremos que si  $V_{CC} = 0$  V,  $V_{BC} = 0$  V e  $I_C = 0$  mA, entonces  $I_E$  se ajusta a 1 mA por medio de  $V_{EE}$  (la flecha de la fuente de voltaje anterior indica que es variable). Si se desea mayor finura en la corriente de  $I_E$ , se puede colocar un divisor de tensión, el cual consiste en un potenciómetro antes de  $R_E$  y un resistor que anteceda al potenciómetro. En seguida se varía  $V_{CC}$  y se van tomando lecturas de cinco en cinco, o de diez en diez voltios en  $V_{BC}$ . Por cada lectura de las anteriores se toma la lectura en  $I_C$  y se hace una tabla de lecturas de voltaje contra corriente. Las coordenadas de estas lecturas nos describen la primera curva de  $I_E$ . Para la segunda curva de  $I_E$  se fija 2 mA y se procede en la misma forma que la anterior y así sucesivamente hasta obtener una familia de curvas.

Observe que si  $V_{BC} = -20$  V,  $I_E = 2$  mA e  $I_C = 1.9$  mA, entonces la resistencia del colector a c-d o estática del transistor es:

$$R_C = \frac{20 \text{ V}}{1.9 \text{ mA}} = 10.5 \text{ k}\Omega. \text{ Para } I_E = 7 \text{ mA con } V_{BC} = 20 \text{ V}$$

$$I_C = 6.9 \text{ mA y } R_C = \frac{20 \text{ V}}{6.9 \text{ mA}} = 2.9 \text{ k}\Omega$$

La característica del colector o de salida, como se le llama, se divide en tres regiones, que son: de corte, activa y de saturación, según se muestra en la figura anterior derecha. La región de saturación y de corte es en la que trabaja el transistor como conmutador y la activa es la región de amplificación de señales de corriente.

La  $R_C$  de la figura III.2b viene siendo la resistencia de la carga de transistor cuando éste trabaja sin la señal alterna, es decir, a c-d, siendo ésta la pendiente del  $V_{CC}$  respecto a  $I_C$ . Si  $I_C$  es muy grande,  $R_C$  es cero; si  $I_C$  es muy pequeña,  $R_C$  tiende a infinito y la recta de carga  $R_C$  estará más inclinada. Dicha recta debe trazarse en función del punto de trabajo o de operación ( $Q$ ) y del valor de  $V_{CC}$ . Por consiguiente, si  $V_{CC}$  y  $R_C$  son conocidos, la recta de carga estará determinada por los dos puntos límites, que son:  $V_{BC} = 0$ ,  $I_C = V_{CC}/R_C$  en el eje de  $I_C$  e  $I_C = 0$ ,  $V_{BC} = V_{CC}$  en el eje de la tensión de colector (eje horizontal). Debe procurarse que no quede muy cerca o pegada a la curva de disipación de potencia del transistor ( $P_C$ ), porque trae como consecuencia que el transistor se caliente y se dañe.

### III.2.3. Análisis de las características del emisor o de entrada

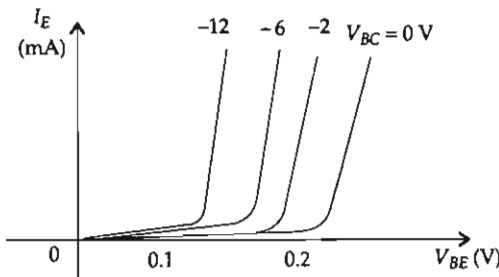


Figura III.3. Característica típica del diodo de germanio de emisor.

Las curvas anteriores no varían con el modo de conectar el transistor. Analicemos el circuito de la figura III.3 de la siguiente manera.

Fijando  $V_{BC} = 0$  V e incrementando en centésimas de voltio  $V_{BE}$ , tomamos la lectura en el miliamperímetro de  $I_E$  y por cada incremento obtenemos un par de coordenadas que, al unirlos, graficamos con una curva.

Si ahora fijamos  $V_{BC} = -2$  V y repetimos el procedimiento anterior, obtendremos otra curva y así sucesivamente hasta obtener las otras dos curvas. Para la obtención de cada curva se debe retocar  $V_{BC}$ , ya que existirá una retroalimentación entre los diodos de colector y de emisor. Esto es porque si  $V_{BC}$  es moderadamente grande y negativo y si  $I_E$  se mantiene constante, las variaciones de  $V_{BC}$  producen sólo ligeros cambios en  $V_{BE}$ . Para una salida relativamente sin distorsión el emisor debe ser alimentado por una fuente de corriente constante:  $I_C = \alpha \cdot I_E$ .

#### III.2.4. Circuitos equivalentes de los transistores

Los dos circuitos siguientes tienen como finalidad idealizar los transistores en función de la ecuación  $I_C = \alpha I_E + I_{CO}$ , donde  $I_{CO}$  es una fuente de corriente generada térmicamente e  $I_C = \alpha I_E$  es otra fuente de corriente dependiente o componente de inyección que toma la dirección que tenga  $I_E$ .

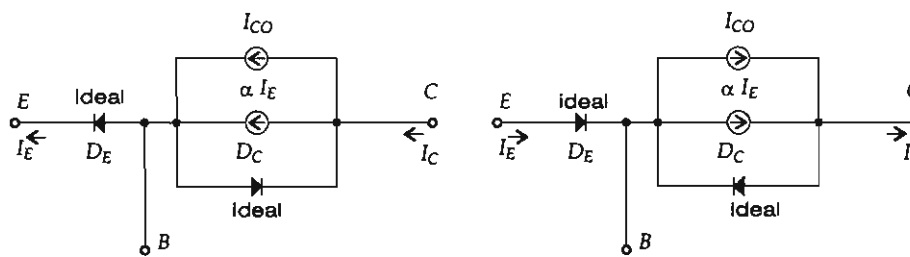


Figura III.4. Circuito equivalente NPN y PNP.

Para el análisis a c-a, los circuitos anteriores no incluirán la fuente  $I_{CO}$ , ya que es del orden de  $10 \mu A$  o  $0.01 \mu A$  (Ge o Si).

De la figura anterior se observa:

- El diodo de emisor ( $D_E$ ) está polarizado directamente y el diodo de colector ( $D_C$ ) está polarizado inversamente. Esto significa que el emisor está inyectando portadores mayoritarios (electrones) en la región de base y que el colector está recogiendo  $\alpha$  veces la cantidad inyectada.
- Si ambas uniones están polarizadas inversamente, el transistor está en la región de corte.
- Si ambas uniones están polarizadas directamente, el transistor está en la región de saturación.

#### III.2.5. Análisis a pequeña señal

Dado que las características de las configuraciones están en función de los parámetros siguientes: a) ganancia de corriente:  $A_i = I_o/I_{in}$ , b) ganancia de voltaje:  $A_v = V_o/V_{in}$ , c) impedancia de entrada:  $Z_{in}$ , d) impedancia de salida:  $Z_o$ , es necesario hacer un pequeño estudio de los circuitos de dos puertos o cuadripolos en su forma híbrida; también existen los parámetros  $Z$  (impedancia) y los  $Y$  (admitancia).

Tomemos cualquier circuito como un bloque cuyas señales de entrada y salida son:  $v_1$  e  $i_1$  y  $v_2$  e  $i_2$ .

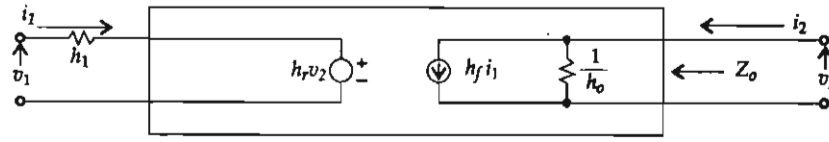


Figura III.5. Circuito equivalente para los parámetros  $h$ .

### III.2.6. Parámetros híbridos

Para el estudio de los amplificadores de corriente lo más recomendable es usar los parámetros híbridos ( $h$ ) o modelo  $\Pi$ , esto es, ver el transistor como un circuito de dos puertos (cuadripolos), pues los fabricantes casi siempre proporcionan en sus manuales de transistores los parámetros híbridos.

Del circuito a bloque tenemos:

$$v_1 = h_{11}i_1 + h_{12}v_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}v_2$$

$$h_{11} = h_{in} = v_1/i_1|_{v_2=0}$$

(Impedancia de entrada en corto circuito, la salida)

$$h_{12} = h_r = v_1/v_2|_{i_1=0}$$

(Ganancia inversa de voltaje en circuito abierto, la entrada)

$$h_{21} = h_f = i_2/i_1|_{v_2=0}$$

(Ganancia directa de corriente en corto circuito, la salida)

$$h_{22} = h_o = i_2/v_2|_{i_1=0}$$

(Conductancia de salida en circuito abierto, la entrada)

En general, los parámetros para la configuración de base común son:

$$v_{eb} = h_{ib}i_e + h_{rb}v_{bc}$$

$$i_c = h_{fb}i_e + h_{ob}v_{bc}$$

La  $h_i$  es la impedancia de entrada,  $h_r$  es la ganancia inversa de voltaje,  $h_f$  representa la ganancia directa de corriente y  $h_o$  es la admitancia de salida interna de los transistores que en algunas ocasiones es proporcionada por el fabricante y que es del orden de  $10^{-6} \Omega$ .

### III.2.7. Análisis aproximado del amplificador de base común

La figura III.6a muestra la configuración de base común típica para dos fuentes de voltaje.

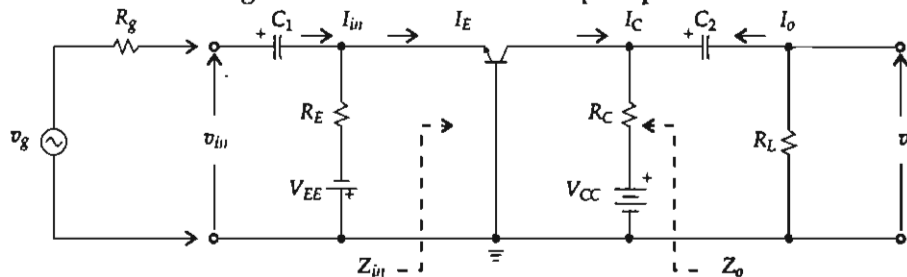


Figura III.6. a) Amplificador de base común.

## Dispositivos amplificadores

Las características del amplificador de base común son:

- a) Impedancia de entrada pequeña ( $Z_{in}$ ), de 20 a 200  $\Omega$ .
- b) Impedancia de salida grande ( $Z_o$ ), de 100 k $\Omega$  a 2 M $\Omega$ .
- c) Ganancia de corriente ( $A_i$ ) ligeramente menor que la unidad.
- d) Ganancia de voltaje ( $A_v$ ) mayor que la unidad.

### Análisis a c-d

*Sección de entrada* (parte vista de izquierda a derecha hasta la base): Tomando la malla interna de  $V_{EE}$ .

$$V_{EE} = R_E I_E + V_{BE} \quad \therefore R_E = \frac{V_{EE} - 0.7}{I_E}$$

Pero  $I_E = I_C / \alpha$ ; entonces:

$$R_E = \frac{V_{EE} - 0.7}{I_C / \alpha} = \frac{(V_{EE} - 0.7)\alpha}{I_C} = \frac{V_{EE} - 0.7}{I_C} \frac{\beta}{1 + \beta}$$

donde:  $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$ , expresión que se demuestra en la configuración de E-C.

*Sección de salida* (parte derecha del circuito a partir de la base): Para la malla interna de  $V_{CC}$ :

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{BC} \quad \therefore R_C = \frac{V_{CC} - V_{BC}}{I_C}$$

### Análisis a c-a

Para el análisis a c-a se cortocircuitan las fuentes de voltaje así como los capacitores  $C_E$  y  $C_C$ , pues éstos actúan debido a las frecuencias.

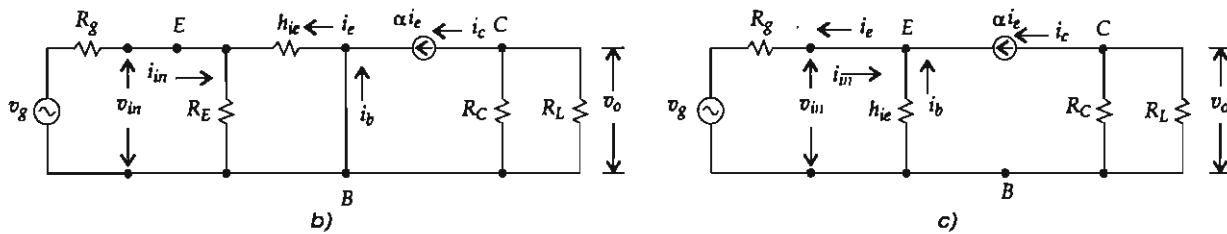


Figura III.6. b) Circuito equivalente a c-a tipo T, c) Circuito a c-a reducido.

De la figura III.6b, en el caso de funcionamiento del transistor, el diodo de colector queda polarizado inversamente con una resistencia ( $r_{oc}$ ) muy grande en paralelo con la fuente de corriente  $\alpha i_e$  y con  $R_C$ . El resistor que predomina entre los dos es el que tiene el menor valor, es decir  $R_C$ ; por tal motivo no tiene sentido dibujar dicho resistor  $r_{oc}$ .

En la misma figura III.6b,  $R_E$  está en paralelo con  $h_{ie}$ , prevaleciendo esta última por ser menor. De aquí que la fuente de corriente queda conectada al emisor y cumple con las ecuaciones (III.1) y (III.7) anteriores.

La impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) está dada por:

$$Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = \frac{h_{ie} \cdot i_b}{(1 + \beta)i_b} = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV} / I_E}{1 + \beta}$$

Despreciando la unidad nos queda:

$$Z_{in} = h_{ib} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$$

Por conversión de parámetros:

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} \cong \frac{h_{ie}}{\beta} \quad (\text{III.8})$$

donde  $h_{ib}$  es la impedancia de entrada para la configuración de B-C y  $h_{ie}$  es la de E-C:

$$h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_E} \quad (\text{III.9})$$

El circuito final de la configuración de B-C es:

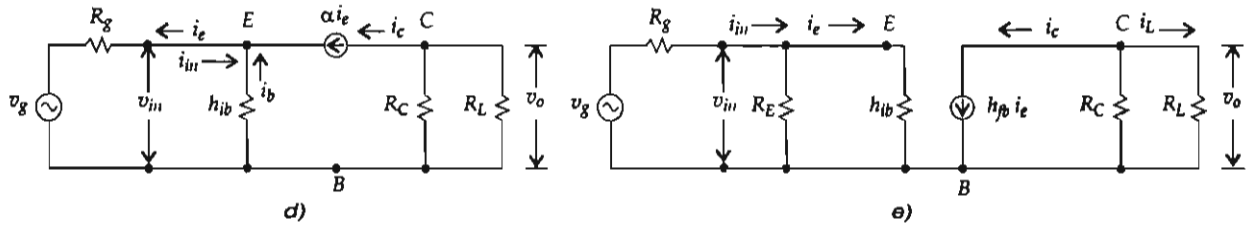


Figura III.6. d) Circuito de B-C tipo T a c-a final. e) B-C a c-a tipo cuadripolo.

Para la ganancia de voltaje ( $A_v$ ), que es la razón de  $v_o$  respecto a  $v_{in}$ , usamos la ley de Ohm, esto es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{(R_C || R_L)i_C}{(R_E || h_{ib})i_{in}} = \frac{(R_C || R_L)\alpha i_e}{h_{ib} \cdot i_e} = \frac{\alpha(R_C || R_L)}{h_{ib}}$$

La ecuación anterior se obtiene porque en el paralelo de  $R_E$  con  $h_{ib}$  prevalece la de menor valor. En este caso,  $h_{ib}$  es la más pequeña, pues por ella circula la mayor corriente de  $i_{in}$ .

Observe que, si el circuito no tiene conectada la carga  $R_L$ , la ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{\alpha R_C}{h_{ib}} \cong \frac{R_C}{h_{ib}}$$

La ganancia de corriente ( $A_i$ ) en función de  $\alpha$  o de  $\beta$  se obtiene por divisor de corriente, esto es:

$$i_L = \frac{R_C i_C}{R_C + R_L} \text{ pero } i_C = \alpha i_e \quad \therefore$$

$$i_L = \frac{R_C \cdot \alpha i_e}{R_C + R_L} \Rightarrow A_i = \frac{i_L}{i_e} = \frac{\alpha R_C}{R_C + R_L}$$

Pero  $\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$ , entonces:

$$A_i = \frac{\beta R_C}{(1 + \beta)(R_C + R_L)} < 1$$

Es conveniente recordar al lector que el fabricante no da  $\alpha$  sino  $\beta$ , expresada como  $h_{fe}$  generalizada, pues se puede usar para cualquier configuración, ya sea B-C, E-C o C-C ( $h_{ib}$ ,  $h_{ie}$  o  $h_{ic}$ ). La impedancia de salida ( $Z_o$ ) está dada por:

$$Z_o = R_C \text{ o } Z_o = R_C || R_L$$

La ecuación anterior es para el amplificador en el que la  $R_L$  viene siendo la carga de la etapa siguiente o la carga en la que va a actuar el amplificador.

El voltaje máximo de oscilación, sin que se produzca distorsión en la salida al tomar el punto de operación Q en el centro de la recta de carga  $R_{c-a}$ , es:

$$v_{o_{p-p}} = 1.8 I_{C_Q}(R_C || R_L)$$

Al tomar la máxima oscilación de salida para  $I_{C_Q}$  en el centro de  $R_{c-a}$  (línea  $R_{c-a}$  de carga a c-a), es decir, la unidad para un pico y la otra unidad para el otro pico, y descartando la parte de corte y de saturación que corresponde a la no linealidad en las curvas características de colector o de salida equivalente a 5%, nos da  $0.9 \times 2 = 1.8$ .

Para el caso donde  $I_{C_Q}$  esté por arriba del centro  $R_{c-a}$ , se toma:

$$v_{o_{p-p}} = 2(0.95 I'_C - I_{C_Q})(R_C || R_L)$$

y cuando  $I_{C_Q}$  está por debajo del centro de  $R_{c-a}$  es:

$$v_{o_{p-p}} = 2(I_{C_Q} - 0.05 I'_C)(R_C || R_L)$$

La aplicación de las dos últimas ecuaciones se logra observando los valores de  $I_{C_Q}$  e  $I'_C$ , donde  $I'_C$  es la corriente de colector máxima de la línea de carga  $R_{c-a}$ .

La potencia disipada por el transistor está dada por:

$$P_C = V_{BC} I_{C_Q}$$

### III.2.7.1. Rectas de carga: método gráfico

La recta de carga o línea de carga es el valor resistivo con el que trabaja el transistor a c-d y se obtiene de  $V_{CC} = R_{c-d} \cdot I_C + V_{BC}$ .

Si  $I_C = 0$  mA,  $V_{CC} = V_{BC}$  (punto en el eje horizontal).

Si  $V_{BC} = 0$  V,  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}}$  (punto de la recta en el eje vertical).



La recta de carga estática a c-d ( $R_{c-d}$ ) está dada por:

$$R_{c-d} = R_C$$

La recta de carga dinámica con señal de entrada o del generador se obtiene a partir de la siguiente ecuación:

$$V'_{CC} = V_{BC} + R_{c-a} I'_C$$

Si  $I_C = 0$  mA,  $V'_{CC} = V_{BC}$  (punto de la recta entre  $V_{BCQ}$  y  $V_{CC}$ ).

Si  $V_{BC} = 0$  V,  $I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}}$  (punto de la recta sobre  $I_C$ ).

La recta de carga dinámica a c-a ( $R_{c-a}$ ) está dada por:

$$R_{c-a} = R_C || R_L$$

Ambas rectas  $R_{c-d}$  y  $R_{c-a}$  pasan por el punto de operación  $Q(V_{BCQ}, I_{CQ})$ . Con el siguiente ejemplo quedará más explícito lo anterior.

### Ejemplo III.1

Analicemos el circuito de B-C con dos fuentes de voltaje (figura III.7).

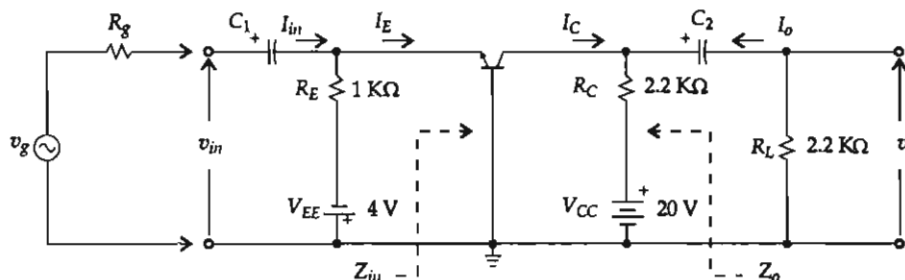


Figura III.7. Amplificador de B-C.

### Solución

A c-d

$$V_{EE} = R_E I_E + V_{BE} \therefore I_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{R_E} = \frac{(4 - 0.7) \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 3.3 \text{ mA}; I_{CQ} \cong I_E$$

De la ecuación de la recta de carga obtenemos:

$$V_{BC} = V_{CC} - R_C I_C = (20 - 2.2 \cdot 3.3) \text{ V} = 12.74 \text{ V}$$

El punto de operación del transistor es  $Q(12.74 \text{ V}; 3.3 \text{ mA})$ .

### A c-a

La impedancia de entrada del transistor es  $Z_{in} = h_{ib} = \frac{26 \text{ mV}}{3.3 \text{ mA}} = 7.87 \Omega$ .

La recta de carga a c-a es  $R_{c-a} = R_C \parallel R_L = 2.2 \parallel 2.2 = 1.1 \text{ k}\Omega$ .

La recta de carga a c-d es  $R_{c-d} = R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$ .

La ecuación de la recta de carga a c-a está dada por:

$$V'_{CC} = V_{BCQ} + I_{CQ} R_{c-a} = 12.74 \text{ V} + 3.3 \cdot 1.1 = 16.37 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = \frac{16.37 \text{ V}}{1.1 \Omega} = 14.88 \text{ mA}$$

De la ecuación de la recta de carga a c-d, si  $V_{BC} = 0$ , entonces:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}} = \frac{20 \text{ V}}{2.2 \text{ k}\Omega} = 9.09 \text{ mA}$$

Como la mitad de  $I'_C$  está por arriba de  $I_{CQ}$ , el voltaje máximo de oscilación sin que se produzca distorsión en la salida es:

$$v_{o_{p-p}} = 2 (I_{CQ} - 0.05 I'_C) (R_C \parallel R_L) = 2 (3.3 - 0.05 \cdot 16.88) 1.1 = 5.4 \text{ V}_{p-p}$$

El voltaje anterior quiere decir que la señal aumentará en  $\pm 2.7 \text{ V}$  a la izquierda y derecha del punto de operación Q.

La corriente de colector pico-pico es:

$$i_{C_{p-p}} = \frac{v_{o_{p-p}}}{R_{c-a}} = \frac{5.4 \text{ V}_{p-p}}{1.1 \text{ k}\Omega} = 4.9 \text{ mA}_{p-p}; \quad i_{C_{p-p}} \cong i_{e_{p-p}}$$

La ganancia de voltaje ( $A_v$ ) en función de los resistores:

$$A_v = \frac{(R_C \parallel R_L) \alpha}{h_{ib}} \cong \frac{1 \text{ k}\Omega}{7.87} \cong 139.7 \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta} = \frac{150}{151} = 0.99$$

Aquí,  $A_v$  es 139.7 veces el valor de la impedancia del diodo de emisor.

Si el factor de amplificación del transistor es  $\beta = h_{fe} = 150$ , entonces la ganancia de corriente será:

$$A_i = \frac{\beta R_C}{(1 + \beta)(R_C + R_L)} = \frac{150 \cdot 2.2}{151(2.2 + 2.2)} = 0.5 < 1$$

Es usual hablar de ganancia de corriente en la configuración de B-C de la unidad.

Si se desea conocer el valor del voltaje de la señal de la entrada o generador, éste sería

$$v_{in} = (R_E \parallel h_{ie}) i_{e_{p-p}} \cong 6.79 \Omega \cdot 4.9 \text{ mA} = 33.27 \text{ mV}.$$

Si el mismo voltaje de entrada lo obtenemos por medio de la ganancia de voltaje, éste será:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} \quad \therefore v_{in} = \frac{v_o}{A_v} = \frac{5.4 \text{ V}_{p-p}}{139.7} = 38.6 \text{ mV (la diferencia es pequeña)}$$

La potencia disipada por el transistor está dada por:

$$P_C = V_{BC} I_{CQ} = 12.74 \text{ V} \cdot 3.3 \text{ mA} = 42 \text{ mW}$$

La figura III.8 muestra las rectas de carga, corriente pico-pico y voltaje pico-pico de salida.

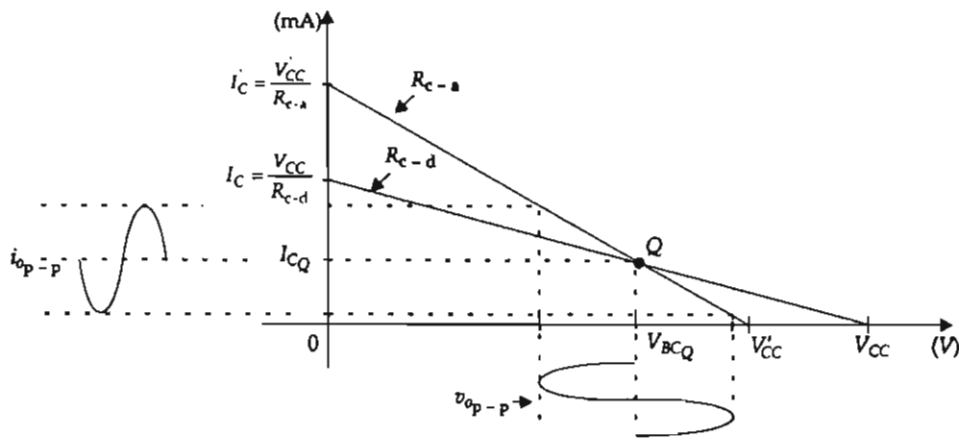


Figura III.8. Rectas de carga, voltajes y corrientes de salida.

### III.2.7.2. Fórmula de la ganancia de impedancia

El análisis de los amplificadores de corriente también se puede realizar en función de los parámetros  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ , visto como un circuito de dos puertos (cuadripolos), figura III.9.

Para la ganancia de voltaje ( $A_v$ ) tenemos:

$$A_v = \frac{v_{in}}{v_o} = \frac{i_o Z_o}{i_{in} Z_{in}} = A_i \frac{Z_L}{Z_{in}}$$

La ecuación anterior se conoce como fórmula de la ganancia de impedancia, donde  $A_i = \frac{i_o}{i_{in}}$ ,  $Z_{in}$  podrá ser  $h_{ib}$ ,  $h_{ie}$  o  $h_{ic}$  (impedancia de entrada de las configuraciones de base, emisor o colector común) y la  $Z_L$  viene siendo la impedancia de salida o de la carga resistiva a la que está conectado el circuito.

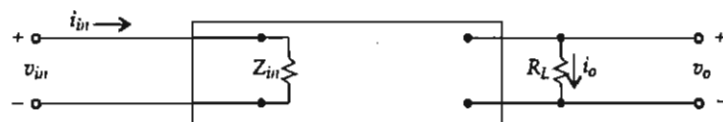


Figura III.9. Circuito de dos puertos (cuadripolos).

## Ejemplo III.2

Diseñe un amplificador de B-C con  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $V_{EE} = 6 \text{ V}$ , que entregue una  $A_v = 120$ , si  $A_i = 0.98$  y  $R_L = R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$  (figura III.7).

## Solución

De la ecuación:

$$A_v = A_i \frac{R_C || R_L}{h_{ib}} \quad \therefore h_{ib} = \frac{A_i(R_C || R_L)}{A_v} = \frac{0.98(4.7 || 4.7)}{120} = 19.2 \Omega$$

La corriente por el emisor es:

$$I_{EQ} = \frac{26 \text{ mV}}{h_{ib}} = \frac{26 \text{ mV}}{19.2 \Omega} = 1.35 \text{ mA}; \quad I_{EQ} \equiv I_{CQ}$$

Por la ecuación de la malla izquierda obtenemos el valor de  $R_E$ :

$$R_E = \frac{V_{EE} - V_{BE}}{I_{EQ}} = \frac{(6 - 0.7) \text{ V}}{1.35 \text{ mA}} = 3.92 \text{ k}\Omega$$

De la malla derecha (figura III.7) obtenemos el  $V_{BC}$ :

$$V_{BC} = V_{CC} - R_C I_{CQ} = (15 - 4.7 \cdot 1.35) \text{ V} = 8.65 \text{ V}$$

La recta de carga a c-a es  $R_{c-a} = R_C || R_L = 4.7 || 4.7 = 2.35 \text{ k}\Omega$

La recta de carga a c-d es  $R_{c-d} = R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$

La recta de carga a c-a toca el eje X en:

$$V'_{CC} = V_{BCQ} + I_{CQ} R_{c-a} = 8.65 \text{ V} + 1.35 \cdot 2.35 = 11.82 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = \frac{11.82 \text{ V}}{2.35 \text{ k}\Omega} = 5.03 \text{ mA}$$

La corriente de la  $R_{c-d}$  es  $I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}} = \frac{15 \text{ V}}{4.7 \text{ k}\Omega} = 3.19 \text{ mA}$

Como  $I_{CQ}$  es menos que la mitad de  $I'_C$ , el máximo voltaje sin que se produzca distorsión debido a la señal de entrada es:

$$v_{o_{p-p}} = 2(I_{CQ} - 0.05 I'_C)(R_C || R_L) = 2(1.35 - 0.05 \cdot 5.03)2.35 = 5.16 \text{ V}_{p-p}$$

La corriente pico-pico de salida es:

$$i_{o_{p-p}} = \frac{V_{o_{p-p}}}{R_{c-a}} = \frac{5.16 \text{ V}_{p-p}}{2.35 \text{ k}\Omega} = 2.19 \text{ mA}_{p-p}$$

El voltaje de la señal de entrada es:

$$V_{in\text{ p-p}} = \frac{V_{o\text{ p-p}}}{A_v} = \frac{5.16 \text{ V}_{\text{p-p}}}{120} = 43 \text{ mV}_{\text{p-p}}$$

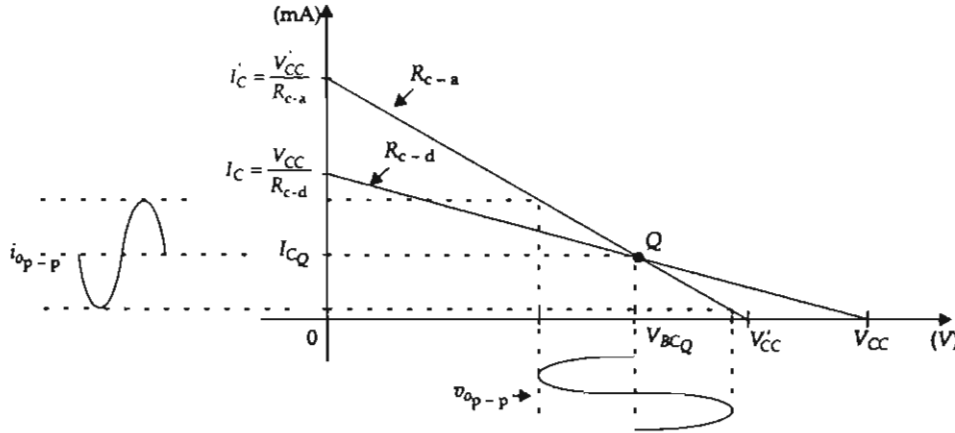


Figura III.10. Rectas de carga, voltajes y corrientes de salida.

La potencia disipada por el transistor es:

$$P_C = V_{BC} I_{CQ} = 8.65 \text{ V} \cdot 1.35 \text{ mA} = 11.67 \text{ mW}$$

### III.2.7.3. Impedancia de entrada para el amplificador de B-C con $R_B$

Otra configuración muy común es la mostrada en el circuito de la figura III.11:

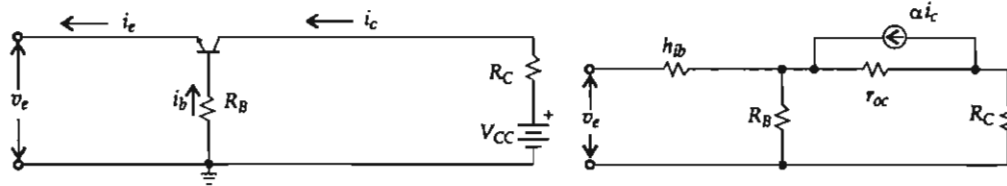


Figura III.11. Amplificador de B-C con  $R_B$  en base y su equivalente a c-a tipo T.

La  $Z_{in}$  es la que presenta el circuito visto hacia las terminales de entrada, esto es, será el mismo que si viéramos el de colector común (tema posterior) visto hacia las terminales de salida, si  $R_C = 0 \Omega$ . Resistencia  $r_{oc}$  del diodo colector polarizado inversamente cuyo valor es del orden de  $M\Omega$ .

Si  $V_{BE} = 0\text{V}$ , entonces:

$$v_e = i_b \cdot R_B \quad (\text{III.10})$$

Pero  $i_e = i_b + i_c \therefore$

$$i_b = i_e - i_c = i_e - \alpha i_e = i_e(1 - \alpha) \quad (\text{III.11})$$

La (III.11) en (III.10):

$$v_e = i_e(1 - \alpha) R_B$$

### Dispositivos amplificadores

$$Z_{in} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{i_e(1-\alpha) R_B}{i_e} = (1-\alpha) R_B$$

$$Z_{in} = R_B \left[ 1 - \frac{\beta}{1+\beta} \right] = \frac{R_B}{1+\beta}$$

A simple vista parece que  $R_B$  es  $1+\beta$  veces menor de lo que es en realidad. Para mayor exactitud debe ser:

$$Z_{in} = h_{ib} + R_B(1-\alpha)$$

Recuerde que  $h_{ib} = r_e = \frac{kT/q}{I_E}$  es de unidades o decenas de ohms y vendría siendo la resistencia que presenta la unión base-emisor, por ser configuración de base común.

Si en el circuito anterior le antecede un  $R_E$  al emisor, la impedancia de entrada conduce a la impedancia de entrada del circuito:

$$Z_{inC} = R_E + R_e + R_B(1-\alpha) = r_E + r_e + \frac{R_B}{1+\beta} \quad (\text{III.2})$$

Considerando que no está  $R_E$  ni  $R_B$ , entonces  $h_{ib} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E}$

### Ejemplo III.3

Del circuito de la figura III.12 calcule  $Z_{in}$ .

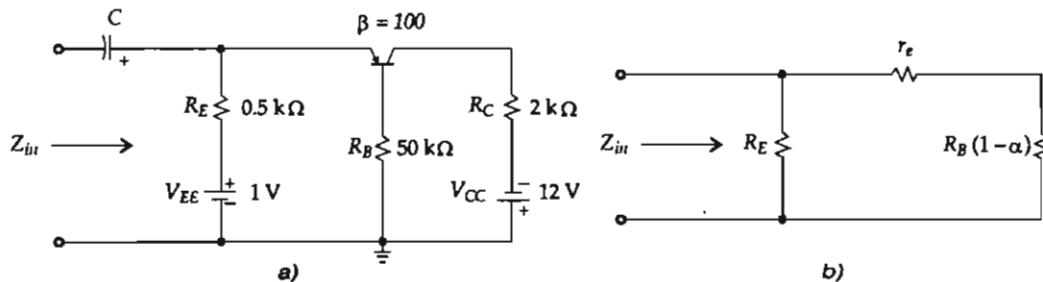


Figura III.12. a) Circuito de B-C. b)  $Z_{in}$  aparente a c-a.

### Solución

La resistencia dinámica de emisor depende de la corriente directa de emisor  $I_E$ , por lo que se calcular primero:

$$I_E = \frac{V_{EE}}{R_E + R_B(1-\alpha)} = \frac{V_{EE}}{R_E + \frac{R_B}{1+\beta}} = \frac{1 \text{ V}}{0.5 \text{ k}\Omega + 50 \text{ k}\Omega/101} \cong 1 \text{ mA}$$

$$R_e = \frac{kT/q}{I_E} = 26 \text{ mV}/1 \text{ mA} = 26 \Omega$$

La impedancia de entrada la obtenemos del circuito equivalente (figura III.12b) y, usando el divisor de tensión, obtenemos:

$$Z_{inC} = \frac{500 \cdot 526}{500 + 526} = 256 \Omega$$

### III.2.8. Amplificador de base común con una sola fuente de voltaje

A fin de que el circuito salga económico y desarrolle las mismas funciones que el anterior, ahora solamente se usará una fuente de voltaje directa. Dicho circuito es la base del amplificador *cascade*, el cual también se usa en las *fuentes de corriente constante* empleadas en los amplificadores *diferenciales*. Éstos a su vez se utilizan en los amplificadores *operacionales*.

La figura III.13a muestra el amplificador de B-C en la forma que estaba el de B-C con las dos fuentes.  $R_1$  y  $R_2$  quedan a tierra una vez que se le aplique señal no directa a la entrada del circuito, ya que el  $C_B$  se cortocircuita a causa de dichas señales. La figura b muestra el circuito equivalente de la figura a.

Analizaremos los parámetros ya conocidos.

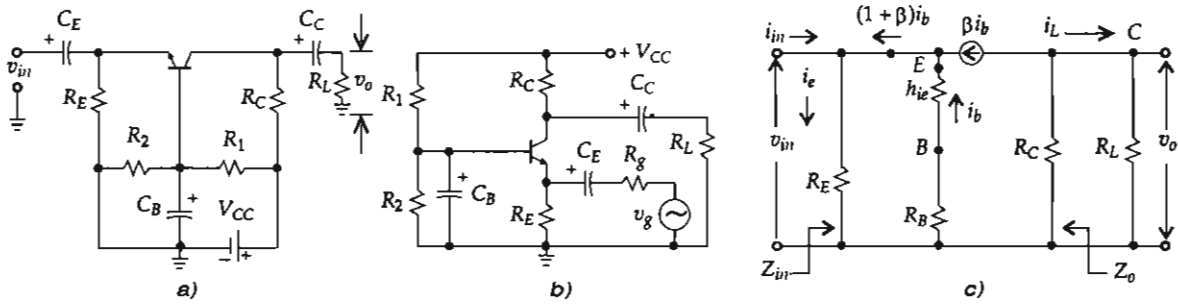


Figura III.13. a) y b) Amplificador de B-C. c) Su circuito equivalente a c-a.

### Impedancia de entrada ( $Z_{in}$ )

La corriente en  $R_E$  es  $i_e = i_{in} + (1 + \beta)i_b$

$$v_{in} = R_E i_e = R_E [i_{in} + (1 + \beta)i_b] \quad (III.13)$$

Pero

$$i_b = \frac{-v_{in}}{h_{ie} + R_B} \quad (III.14)$$

La (III.14) en (III.13):

$$v_{in} = R_E \left[ i_{in} + (1 + \beta) \frac{-v_{in}}{h_{ie} + R_B} \right]$$

Al resolver la ecuación anterior nos queda:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = \frac{R_E(h_{ie} + R_B)}{h_{ie} + \beta R_E + R_B} \quad (III.15)$$

Por conversión de parámetros:

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} \approx \frac{h_{ie}}{\beta}, \text{ por despreciar la unidad.}$$

Sustituyendo  $h_{ie} = \beta h_{ib}$  en el lugar que le corresponde nos queda:

$$Z_{in} = \frac{R_E(h_{ib} + R_B/\beta)}{h_{ib} + R_B/\beta + R_E} = \frac{R_E(h_{ib} + R_B/\beta)}{R_E + h_{ib} + R_B/\beta} = R_E || (h_{ib} + R_B/\beta) \quad (\text{III.16})$$

Si a  $R_2$  se le conecta un capacitor en paralelo, entonces  $R_B = R_1 || R_2 \approx 0 \Omega$ , pues al aplicarle señales eléctricas el capacitor, éste se cortocircuita quedando aproximadamente cero ohmios y una impedancia de entrada de:

$$Z_{in} = R_E || h_{ib}$$

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

Por divisor de corriente (figura III.13c):

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \left( \frac{-\beta i_b}{i_{in}} \right) \left( \frac{R_C}{R_C + R_L} \right) \quad (\text{III.17})$$

Pero:

$$i_b = \frac{-v_{in}}{h_{ie} + R_B} = \frac{-Z_{in} \cdot i_{in}}{h_{ie} + R_B} \quad (\text{III.18})$$

La (III.15) en (III.18):

$$i_b = \left[ \frac{-i_{in}}{h_{ie} + R_B} \right] \left[ \frac{R_E(h_{ie} + R_B)}{h_{ie} + R_B + \beta R_E} \right] = \frac{-i_{in} R_E}{h_{ie} + R_B + \beta R_E}$$

Esta última ecuación se sustituye en la (III.17), y se obtiene:

$$A_i = \left( \frac{\beta R_E}{h_{ie} + \beta R_E + R_B} \right) \left( \frac{R_C}{R_C + R_L} \right)$$

### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

Por la ley de Ohm obtenemos la ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\beta i_b (R_C || R_L)}{i_{in} [R_E || (h_{ib} + R_B/\beta)]} = A_i \frac{R_C || R_L}{R_E || (h_{ib} + R_B/\beta)}$$

Recuerde que  $i_c$  (salida) =  $\beta i_b$ , por lo que  $A_i = \beta i_b / i_{in}$  y la  $A_i \leq 1$ .

$$A_v = A_i \frac{R_C || R_L}{h_{ib} + R_B/\beta}$$



Si se coloca un  $C_B$  entre base y tierra, entonces:

$$A_v = \frac{R_C || R_L}{h_{ib}} \text{ (en este caso la } A_v \text{ se incrementa)}$$

### Impedancia de salida ( $Z_o$ )

La impedancia de salida es:

$$Z_o = R_C || R_L \text{ o } R_C$$

## Ejemplo III.4

Analicemos el circuito de la figura III.13b anterior en el que  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $\beta = 200$ ,  $R_E = 220 \Omega$ ,  $R_1 = 82 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 5.6 \text{ k}\Omega$  y el capacitor  $C_B$  entre la base y tierra es grande.

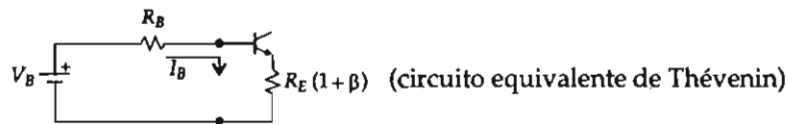
Determine:

$$R_B, V_B, I_{CQ}, V_{ECQ}, h_{ib}, A_i, A_v, Z_{in}, R_{C-a}, R_{C-d}, V'_{CC}, I'_C \text{ y } V_{o-p-p}.$$

### Solución

$$R_B = R_1 || R_2 = 82 \text{ k}\Omega || 4.7 \text{ k}\Omega = 4.44 \text{ k}\Omega$$

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{4.7 \cdot 20 \text{ V}}{82 + 4.7} = 1.08 \text{ V}$$



$$I_B = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B + (1 + \beta)R_E} \quad \therefore I_{CQ} = \beta I_B, \text{ despreciando el 1 queda:}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta} = \frac{1.08 - 0.7}{220 + 4440/200} = 1.56 \text{ mA}, I_B = I_{CQ}/\beta = 7.8 \mu\text{A}$$

$$V_{CC} = (R_C + R_E)I_{CQ} + V_{ECQ} \quad \therefore$$

$$V_{ECQ} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ} = 20 - (4.7 + 0.22) \cdot 1.56 = 10.86 \text{ V}$$

$$h_{ib} = 26 \text{ mV}/I_E = 26 \text{ mV}/I_{CQ} = 26/1.56 = 16.58 \Omega$$

Sin conectar el capacitor  $C_B$  la ganancia de corriente es:

### Dispositivos amplificadores

$$A_i = \frac{R_E}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} \frac{R_C}{R_C + R_L} = \frac{220}{16.58 + 220 + 4\,440/200} \cdot 0.5 = 0.425$$

Con el capacitor  $C_B$  conectado entre base y tierra, la ganancia es:

$$A_i = \frac{R_E}{h_{ib} + R_E} \frac{R_C}{R_C + R_L} = \frac{220}{16.58 + 220} \cdot 0.5 = 0.464$$

En este caso no aparece  $R_B/\beta$  porque al quedar  $C_B$ , la base está prácticamente a tierra. La ganancia de voltaje sin  $C_B$  es:

$$A_v = A_i \frac{R_C \parallel R_L}{h_{ib} + R_B/\beta} = 0.42 \frac{2\,800}{16.58 + 22.2} = 30.68$$

Con el capacitor  $C_B$ :

$$A_v = A_i \frac{R_C \parallel R_L}{h_{ib}} = 0.46 \frac{2\,800}{16.58} = 78.37$$

Observe que la ganancia se incrementó al conectar el  $C_B$ .

La impedancia de entrada sin el  $C_B$  es:

$$Z_{in} = R_E \parallel (h_{ib} + R_B/\beta) = 220 \parallel (16.58 + 22.2) = 32.9 \, \Omega$$

Con  $C_B$  conectado:

$$Z_{in} = R_E \parallel h_{ib} = 220 \parallel 16.58 = 15.8 \, \Omega$$

$$R_{c-a} = R_C \parallel R_L + R_E = (2.8 + 0.229) \, \text{k}\Omega = 3.02 \, \text{k}\Omega$$

$$R_{c-d} = R_C + R_E = (5.6 + 0.22) \, \text{k}\Omega = 5.82 \, \text{k}\Omega$$

$$V'_{CC} = 2(R_{c-a}) I_{CQ} = V_{ECQ} + R_{c-a} I_{CQ} = 10.86 + 3.02 \cdot 1.56 = 15.59 \, \text{V}$$

La corriente máxima a c-a es:

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = \frac{15.59 \, \text{V}}{3.02 \, \text{k}\Omega} = 5.16 \, \text{mA}$$

y la máxima a c-d:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}} = \frac{20 \, \text{V}}{5.82 \, \text{k}\Omega} = 3.43 \, \text{mA}$$

La máxima oscilación del voltaje de salida sin que se produzca distorsión en la salida (esto se observa con el osciloscopio al incrementar el  $v_{in}$ ) es el producido por  $Q$  al quedar por debajo de la mitad de  $I'_C$ .

$$v_{o_{p-p}} = 2(I_{CQ} - 0.05 I'_C) (R_C \parallel R_L) = 2(1.56 - 0.05 \cdot 5.16) 2.8 = 7.29 \, \text{V}$$

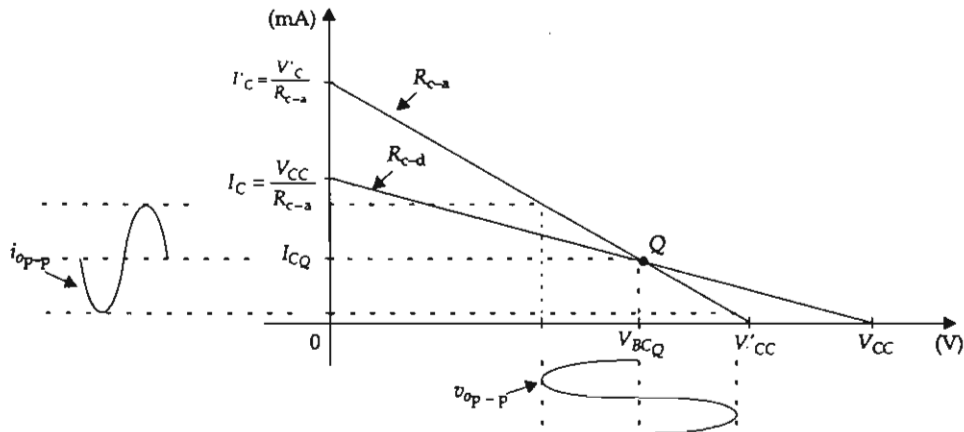


Figura III.14. Trazo de las rectas de carga y del  $v_{op-p}$ .

### Ejemplo III.5

Diseñe un amplificador de B-C tal que entregue una  $A_v = 20$ ,  $A_i = 1$ , si  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_C = R_L = 3.9 \text{ k}\Omega$  y  $R_E = 470 \Omega$ .

El amplificador es de una sola fuente de voltaje.

### Solución

De la ecuación de voltaje en función de  $h_{ib}$  y  $R_B$ , tenemos:

$$h_{ib} + \frac{R_B}{\beta} = A_i \frac{R_C \parallel R_L}{A_v} = \frac{1 \cdot 1950}{20} = 97.5 \Omega$$

Recta de carga alterna:  $R_{c-a} = R_C \parallel R_L + R_E = (1.95 + 0.47) \text{ k}\Omega = 2.42 \text{ k}\Omega$ .

Recta de carga directa:  $R_{c-d} = R_C + R_E = (3.9 + 0.47) \text{ k}\Omega = 4.37 \Omega$ .

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{c-a} + R_{c-d}} = \frac{20 \text{ V}}{(2.42 + 4.37) \text{ k}\Omega} = 2.94 \text{ mA}$$

$$V_{E_{CQ}} = V_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ} = 20 \text{ V} - (3.9 + 0.47)2.94 = 7.1 \text{ V}$$

El punto de operación del transistor es  $Q(7.1 \text{ V}; 2.94 \text{ mA})$ .

$$h_{ib} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} = \frac{26 \text{ mV}}{2.94 \text{ mA}} = 8.82 \Omega$$

De la primera ecuación al empezar este problema se tiene:

$$R_B = \beta(48.75 - h_{ib}) = 100(97.5 - 8.82) = 8.86 \text{ k}\Omega$$

### Dispositivos amplificadores

$$V_B = V_{Th} = (R_B/\beta + R_E)I_{CQ} + V_{BE} = (3.9 + 0.47) \cdot 2.9 + 0.7 \text{ V} = 2.34 \text{ V}$$

$$V_E = R_E I_{CQ} = 0.47 \text{ k}\Omega \cdot 2.94 \text{ mA} = 1.38 \text{ V}$$

Al abrir el conductor de la base empleamos el teorema de Thévenin y obtenemos su circuito equivalente:

$$V_{Th} = V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}; \quad R_{Th} = R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Al operar estas dos ecuaciones nos queda  $R_1$  y  $R_2$ :

$$R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_B} = \frac{8.86 \text{ k}\Omega \cdot 20}{2.34} = 75.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{V_B R_1}{V_{CC} - V_B} = \frac{2.34 \cdot 75.7 \text{ k}\Omega}{20 - 2.34} = 10 \text{ k}\Omega$$

Por la ecuación (III.16) anterior, la impedancia sin el  $C_B$  es:

$$Z_{in} = R_E \parallel (h_{ib} + R_B/\beta) = 470 \parallel 97.42 = 80.7 \Omega$$

Con  $C_B$ :  $Z_{in} = R_E \parallel h_{ib} = 470 \parallel 8.82 = 8.65 \Omega$ .

Para el trazo de las rectas de carga se usan las siguientes ecuaciones:

$$V'_{CC} = V_{ECQ} + R_{C-a} I_{CQ} = 7.15 \text{ V} + 2.42 \cdot 2.94 = 14.26 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{C-a}} = \frac{14.26 \text{ V}}{2.42 \text{ k}\Omega} = 5.89 \text{ mA}$$

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{C-d}} = \frac{20 \text{ V}}{4.37 \text{ k}\Omega} = 4.57 \text{ mA}$$

En este caso, como la mitad de  $I'_C$  es  $I_{CQ}$ , la máxima oscilación del voltaje de salida está dada por:

$$v_{op-p} = 1.8 \cdot I_{CQ} \cdot (R_C \parallel R_L) = 1.8 \cdot 2.94 \cdot 1.95 = 10.31 \text{ V}_{p-p}$$

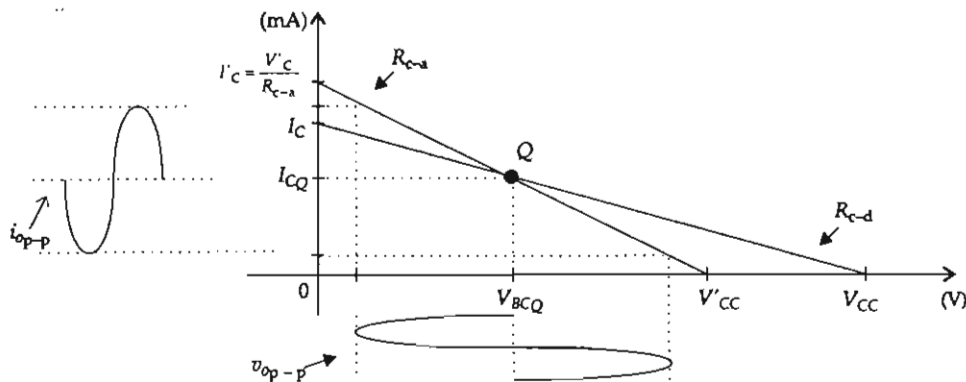


Figura III.15. Trazo de las rectas de carga y señales de máxima oscilación de corriente y voltaje de salida.

### III.3. CONFIGURACIÓN DE EMISOR COMÚN

Esta configuración tiene como características principales:  $Z_{in}$  menor que la  $Z_o$ , y se les considera valores medios (1 y 45 k $\Omega$  respectivamente):  $A_i$  (45) y  $A_v$  (130) altas. La señal de salida está desfasada 180° respecto a la señal de entrada, siendo esta configuración la de mayor aplicación de las tres existentes.

Se le llama de emisor común porque tanto la señal de entrada como la de salida están referidas al emisor.

#### III.3.1. Análisis de las características del colector o de salida

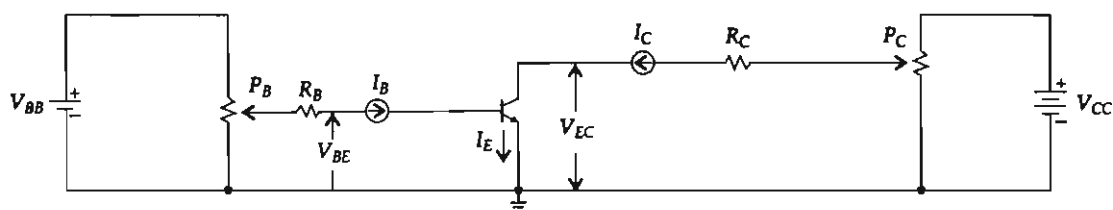


Figura III.16. Circuito básico para obtener las curvas características de salida.

El procedimiento para obtener las curvas características es semejante al de base común y consiste en fijar una  $I_B$  de unos 10  $\mu$ A moviendo  $V_{BB}$  y  $P_B$ ; posteriormente se varía  $V_{CC}$  de 5 en 5 voltios y se toma la lectura para cada caso en  $I_C$ . El  $V_{CC}$  se puede variar hasta 20 o 25 voltios dependiendo del tipo de transistor que se emplee. Uniendo todas las coordenadas de los voltajes  $V_{EC}$  e  $I_C$  se traza la primera curva de  $I_B$ . Para la segunda curva se aumenta el valor de  $I_B$  en otros 10  $\mu$ A y se procede de la misma forma sucesivamente hasta obtener una serie de curvas.

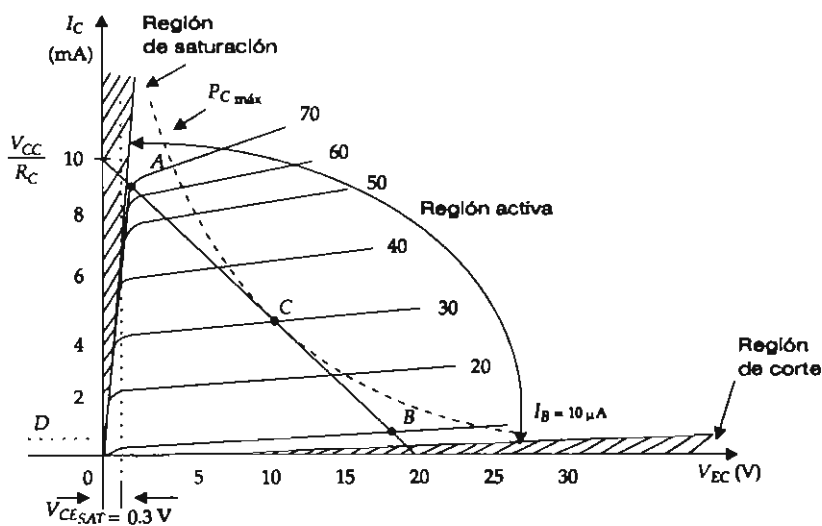


Figura III.17. Características de salida del circuito de E-C.

$R_S$  – Región de saturación.

$R_C$  – Región de corte.

$R_a$  – Región activa.

El punto A indica que el transistor está en saturación.

En el punto B el transistor está al corte.  
 En C, el transistor opera en clase A (amplificador de potencial).  
 El punto D indica una  $I_C$  muy pequeña pero no de cero.

### III.3.2. Curvas características de base o de entrada

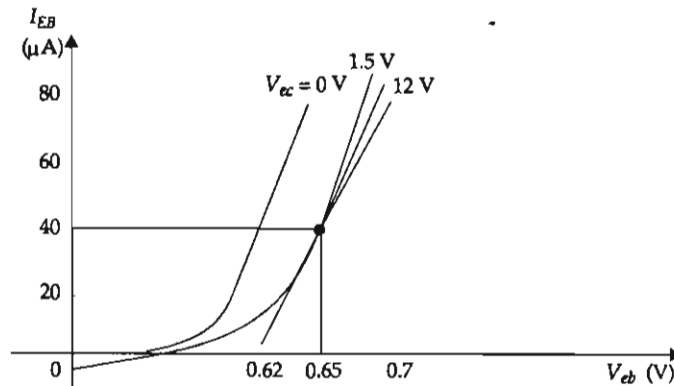


Figura III.18. Característica de entrada para E-C.

Para tener una idea de la resistencia a c-d de entrada, considérense las curvas de la figura III.18 obtenidas de la misma forma que las del circuito de B-C y el punto  $V_{EB} = 0.65$  V e  $I_B = 40$   $\mu$ A, en donde la resistencia a c-d de entrada es  $0.65/40$   $\mu$ A =  $16.25$  k $\Omega$ , que es mucho mayor que la encontrada en el circuito de base común, aun en el caso de que dicha resistencia a c-d es poco útil, ya que varía mucho con el punto de funcionamiento estático. Supóngase ahora que la tensión del colector no será menor que  $1.5$  V, por lo que el segmento rectilíneo corta el eje  $V_{EB}$  en  $0.62$  V, con una pendiente de  $40$   $\mu$ A/ $0.03$  V =  $1.33$   $\Omega$ m, que corresponde a una resistencia dinámica de  $750$   $\Omega$ .

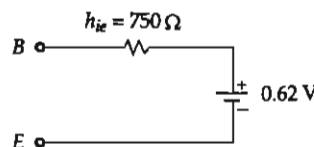


Figura III.19. Aproximación de la característica de entrada E-C.

De la figura III.19 se observa que para  $V_{BE} = 0.62$  V y un voltaje  $V_{EC} = 1.5$  V, la  $I_B = 6$   $\mu$ A, y que para  $V_{EC} = 0$  V, la  $I_B = 70$   $\mu$ A; esto quiere decir que si el diodo de colector no está polarizado inversamente en forma adecuada, la región vacía del colector será pequeña, es decir, se extenderá un poco más por la región de base. Esto hará que disminuya la anchura de la base, haciendo que se reduzca la recombinación en la región de la base, de donde más portadores son recogidos por la unión del colector, y la del transistor disminuye (efecto Early).

$\beta$  = factor de amplificación de corriente:  $\beta = I_C/I_B$ .

En los manuales de transistores el factor de amplificación de corriente no está dado en función de la  $\beta$ , sino en los parámetros híbridos:

$$h_{fe} = I_C/I_B$$

### III.3.3. Relación entre $\alpha$ y $\beta$

De la ecuación (III.3) y (III.4) tenemos:

$$I_B = I_{EB} - I_{CO}$$

$$I_C = I_{EC} + I_{CO}$$

y como  $\beta_{c-d} = I_{EC}/I_{EB}$  (*factor de amplificación*) la podemos expresar en términos de las corrientes externas que pueden ser medidas, como son:  $I_B$ ,  $I_C$  e  $I_{CO}$ . Entonces, sustituyendo (III.3) y (III.4) en la ecuación anterior:

$$\beta_{c-d} = \frac{I_C - I_{CO}}{I_B + I_{CO}} = \frac{I_C}{I_B + I_{CO}}$$

La  $I_{CO}$  se desprecia en el numerador y se deja en el denominador, ya que  $I_{CO} = 10 \mu A$  y dicha ecuación anterior puede ser usada para *señales fuertes* (señal emitida por el generador que produce distorsión en el voltaje de salida, porque el punto de operación  $Q$  no está centrado en las curvas características de salida del primer cuadrante). Para *señales débiles* (señales del generador que se "consideran" pequeñas en el orden de unidades mV y que no causan distorsión en el voltaje de salida porque trabaja en *clase A*), se puede usar la siguiente ecuación:

$$\beta_{c-d} = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$\beta_{c-a} = h_{fe} = \frac{\Delta I_{EC}}{\Delta I_{EB}} \quad (III.19)$$

La diferencia entre  $\beta_{c-d}$  y  $\beta_{c-a}$  consiste en que  $\beta_{c-d}$  está referida al punto de operación  $Q$  y la  $\beta_{c-a}$  está determinada por la variación pico-pico de la  $I_C$  originada por el cambio de  $I_B$  en torno del punto  $Q$ . El fabricante proporciona  $\beta$  en función de  $h_{fe}$ .

Sustituyendo la ecuación (III.2) y (III.5) en la (III.19) y dividiendo entre  $\Delta I_E$ , tenemos:

$$\beta_{c-a} = \frac{\alpha_{c-d} \cdot \Delta I_E}{\Delta I_E - \Delta I_{EC}} = \frac{\alpha_{c-d}}{1 - \frac{\Delta I_{EC}}{\Delta I_E}}$$

$$\beta_{c-a} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

Observe que el factor de amplificación ( $\alpha$ ) de la configuración de base-común siempre es menor que la unidad.

La configuración de emisor común presenta tres casos, de los cuales empezaremos a analizar el más simple.

### III.3.4. Polarización para el emisor común sin $R_E$

Polarizar un elemento electrónico quiere decir darle voltajes y corrientes adecuados para que trabaje en forma satisfactoria; esto se consigue por medio de resistores.

Sea el circuito de la figura III.20 del que se obtendrán las expresiones de entrada y salida.

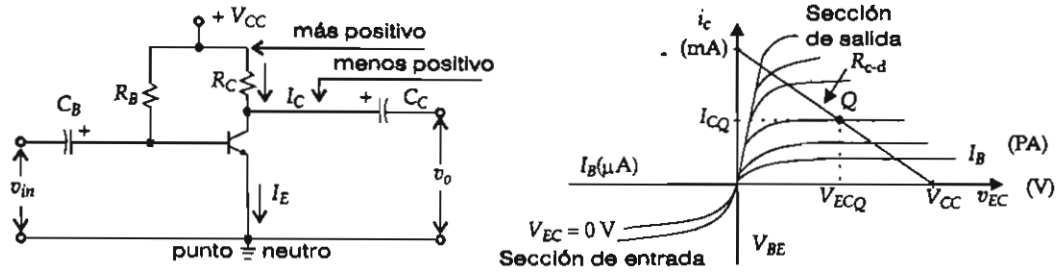


Figura III.20. Circuito de emisor común y características de entrada y salida.

#### Análisis a c-d

##### Sección de entrada

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{EB} \quad \therefore$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{EB}}{R_B}$$

Si  $V_{EB} = 0$  V, entonces:  $I_B = \frac{V_{CC}}{R_B}$ .

$R_B$  está dado en cientos de  $k\Omega$  y es el que polariza al transistor.

##### Sección de salida

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} \quad \therefore$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{R_C}$$

$R_C$  es el resistor de carga a c-d y viene siendo la pendiente o línea de carga en la que está el punto de operación  $Q$  del transistor, es decir,  $Q$  está dado por  $(V_{EC}, I_{CQ})$ .

Entre más vertical sea la línea de carga, más pequeña será la  $R_C$ , y entre más inclinada, más grande será  $R_C$ .

El alumno debe recordar que para fines comunes los voltajes  $EC$  y  $EB$  se leerán  $V_{CE}$  y  $V_{BE}$ , ya que estos parámetros están dados en los manuales por los fabricantes.



### III.3.4.1. Circuito equivalente a corriente alterna y a pequeña señal

La pequeña señal es considerada como la señal inyectada en la base del transistor a través de un capacitor con el fin de amplificarla. Dicha señal no debe ser distorsionada a la salida, a menos que así se desee en el transistor.

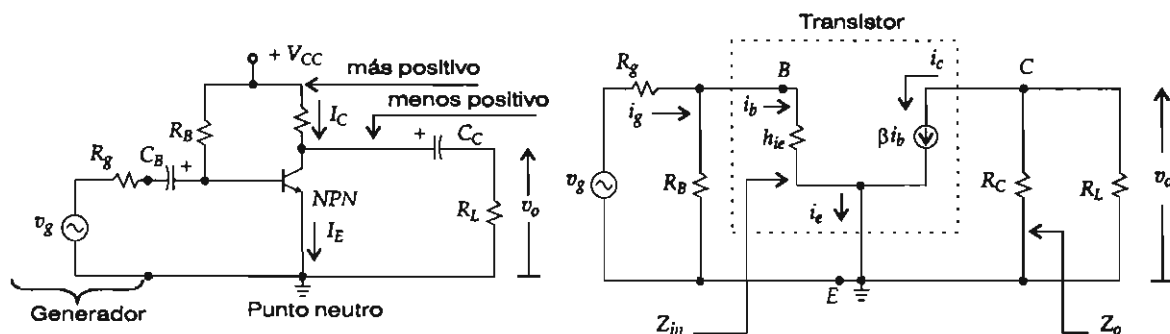


Figura III.21. Circuito de emisor común y su equivalente a c-a o de Ebers-Moll.

El generador representado en la figura III.21 no necesariamente tiene que ser físico, como los del laboratorio, sino que puede ser una simple etapa de otro amplificador anterior conectada al circuito por analizar.

El circuito equivalente a c-a se obtiene cortocircuitando la fuente de c-d. Por otra parte, los capacitores no funcionan a corriente directa, pues al recibir señales que no sean de c-d tienen una reactancia capacitiva despreciable  $X_C = 1/2 \pi f C$ .

#### Análisis a c-a

A diferencia de lo anterior, la fuente de voltaje directa se cortocircuita y se trabaja solamente con la señal alterna, ya que los capacitores se puentean debido a la frecuencia media.

#### Impedancia de entrada ( $Z_{in}$ )

Tomando un pequeño  $\Delta V_{EC} = 0.03 \text{ V}$  y una  $\Delta I_B$  en torno a Q de la figura III.18 podemos determinar:  $Z_{in_{c-a}} = \Delta V_{EC} / \Delta I_B$  o, considerando que  $I_C \cong I_E$ :

$$Z_{in_{c-a}} = R_{c-a} = h_{ie} = \frac{26 \text{ mV}}{I_B} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E / \beta} = \frac{\beta 26 \text{ mV}}{I_{EQ}}$$

Cualquiera de las formas anteriores es correcta, ya que la diferencia entre una y otra es mínima. Típicamente esta impedancia es de un  $k\Omega$ .

Si tomamos la  $Z_{in}$  de  $750 \Omega$  entonces toda la  $i_g$  entrará a la base del transistor como  $i_b$ , es decir,  $R_B$  queda en paralelo con  $Z_{in}$ , la cual, por ser muy pequeña, queda como un "cortocircuito".

## Ganancia de voltaje

La ganancia de voltaje la obtenemos por sustitución de las siguientes ecuaciones:

$$i_b = \frac{v_g}{R_g + Z_{in}}$$

$$i_C \equiv \beta i_b$$

$$v_o = -R_C \cdot i_C = -R_C \beta i_b = -R_C \beta \frac{v_g}{R_g + Z_{in}}$$

Observe a la derecha del circuito de la figura III.21 que si la  $i_b$  sale de la base del transistor,  $\beta i_b = i_C$  estará dirigida hacia la terminal del colector; por el contrario, si  $i_b$  entra a la base,  $\beta i_b = i_C$  estará dirigida hacia el transistor.

En el circuito izquierdo de la figura III.21 están anotados los sentidos de las corrientes en forma convencional y los de la figura derecha estarían en sentido contrario para su forma real, sin embargo, se acostumbra que dos corrientes estén dirigidas hacia el transistor y una salga de él (empleando flujo de electrones), sin importar que el transistor sea *PNP* o *NPN*, en cuanto al circuito equivalente a c-a se refiera. Del circuito equivalente la  $i_b$  sale de la base polarizando directamente el diodo emisor y haciendo que  $i_e$  aumente en la misma dirección que  $i_b$ . Sin embargo, la  $i_e$  produce un aumento de  $i_c$  en fase con él (al menos, a frecuencia bajas), lo que significa que  $\beta i_b = i_C$  e  $i_b$  se suman en el conductor de emisor. Por lo tanto, el voltaje de salida  $v_o$  está defasado  $180^\circ$  respecto al voltaje de entrada  $v_g$ .

De lo anterior:

$$A_v = \frac{-v_o}{v_g} = \frac{-\beta R_C}{R_g + Z_{in}} = \frac{-\beta R_C}{R_g + h_{ie}} \text{ (ganancia de voltaje)}$$

$$A_v = \left| \frac{v_o}{v_g} \right| \text{ (valor absoluto de la ganancia de voltaje)}$$

Si se supone arbitrariamente que  $v_g$  tiene polaridad opuesta, pero también que  $i_b$  circula en la misma dirección,  $i_b$  será una cantidad negativa. Por consiguiente, se invertirá  $i_b$ , ya que  $i_b$  es negativa, y se mantendrá la adecuada relación de fase. De aquí que es necesario elegir a  $v_g$  (que es la que impulsa a  $i_g$ ), pues de lo contrario la impedancia de entrada será negativa.

## Ganancia de corriente ( $A_i$ )

Para obtener la ganancia de corriente se parte de la figura III.21 derecha, el generador de voltaje (teorema de Thévenin) se convierte en una fuente de corriente con la  $R_g$  en paralelo (teorema de Norton) y se procede a resolverlo por divisores de corriente.

$$A_i = \frac{i_L}{i_g} = \left[ \frac{i_L}{i_b} \right] \left[ \frac{i_b}{i_g} \right] = -\beta \left[ \frac{R_C}{R_C + R_L} \right] \left[ \frac{R_g || R_B}{R_g || R_B + Z_{in}} \right]$$

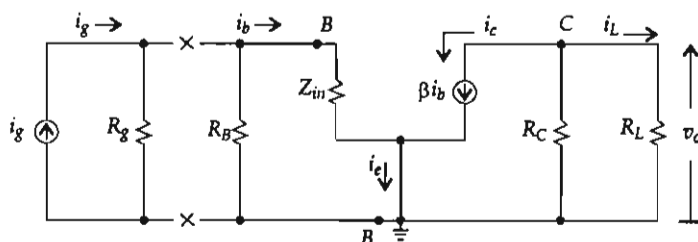


Figura III.22. Circuito equivalente a c-a de Ebers-Moll para la  $A_i$ .

Observe en la expresión anterior que, cualquiera que sea el valor que se le dé a  $R_C$ , dicho coeficiente valdrá menos que la unidad y lo mismo sucede con el término donde está  $R_g || R_B$ . Esto indica que la ganancia de corriente será menor que  $\beta$ .

Es claro que si no interviene el valor de  $R_g$  y  $R_L$  dicha ganancia equivaldrá a:

$$A_i = \frac{i_C}{i_b} = \beta$$

pues  $R_B$  es mucho mayor que  $Z_{in} = h_{ie}$ , en el que impera esta última, por la que pasa la corriente.

#### Impedancia de entrada total del circuito $Z_{int}$

La impedancia de entrada del circuito es:

$$Z_{in_i} = R_g + R_B || h_{ie} = R_g + h_{ie}$$

porque imperará la resistencia de menor valor que hay entre  $R_B$  e  $h_{ie}$  que viene siendo  $h_{ie}$ .

#### Impedancia de salida $Z_o$

La impedancia de salida es:

$$Z_o = R_C || R_L$$

o en su defecto  $R_C$ , si no se da  $R_L$ .

Hasta aquí los parámetros se han expresado en función de la señal del generador, más adelante se expondrá en función de las rectas de carga.

### Ejemplo III.6

Analicemos el amplificador de E-C anterior para obtener la  $I_B$  y el punto de operación  $Q(V_{ECQ}, I_{CQ})$ , si  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $R_B = 270 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 50$ . Transistor de silicio.

**Solución**

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B} = \frac{(12 - 0.7) \text{ V}}{270 \text{ k}\Omega} = 41.85 \mu\text{A}$$

$$I_{C_Q} = \beta I_B = 50 \cdot 0.04185 \text{ mA} = 2.09 \text{ mA}$$

$$V_{EC_Q} = V_{CC} - R_C I_C = (12 - 2.2 \cdot 2.09) \text{ V} = 7.39 \text{ V}$$

El punto de trabajo del transistor para este caso es:  $Q(7.39 \text{ V}; 2.09 \text{ mA})$ .

**Ejemplo III.7**

Calculemos  $I_B$ ,  $Q$  para el amplificador siguiente, y volvamos a calcular  $Q$  si la corriente de fuga es  $I_{CO} = I_{BCO} = 2 \mu\text{A}$ .

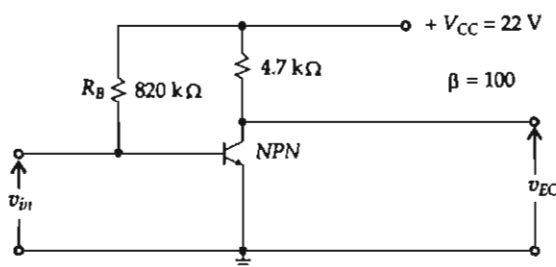


Figura III.23. Amplificador de E-C sin  $R_E$ .

**Solución**

**A c-d**

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} \quad \therefore I_B = \frac{(22 - 0.7) \text{ V}}{820 \text{ k}\Omega} = 25.9 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 0.0259 \text{ mA} = 2.59 \text{ mA}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C = (22 - 4.7 \cdot 2.59) \text{ V} = 9.82 \text{ V}$$

Punto de operación:  $Q(V_{EC}; I_C) = Q(9.82 \text{ V}; 2.59 \text{ mA})$

Si  $I_{CO} = I_{BCO} = 2 \mu\text{A}$  (véase la sección III.2.1) entonces la corriente de fuga emisor-colector es:

$$I_{ECO} = \beta I_{BCO} = 100 \cdot 0.002 \text{ mA} = 0.2 \text{ mA}$$

Ahora el nuevo punto de operación es:

$$I_{C_Q} = \beta I_B + I_{ECO} = (100 \cdot 0.0259 + 0.2) \text{ mA} = 2.79 \text{ mA}$$

$$V_{EC_Q} = (22 - 4.7 \cdot 2.79) \text{ V} = 8.88 \text{ V}, \quad Q(8.88 \text{ V}; 2.79 \text{ mA})$$

Note que si la corriente de figura ( $I_{CO} = I_{BCO}$ ) no es despreciable, afecta en algo a  $I_C$  y a  $V_{EC}$ .

### Ejemplo III.8

Del siguiente amplificador (figura III.24) con red de polarización  $R_1, R_2$ , no mostrada en el circuito, calculemos  $I_B, Q$  y  $V_{BC}$ .

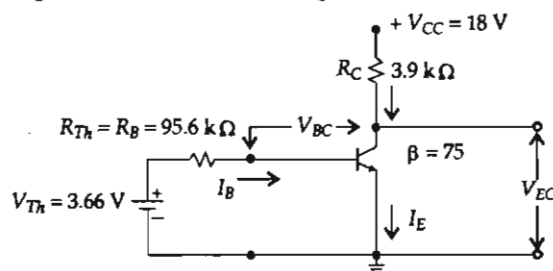


Figura III.24. Amplificador de E-C.

### Solución

A c-a

Por el teorema de Thévenin a circuito abierto:

$$V_{Th} = R_B I_B + V_{BE} \quad \therefore I_B = (3.66 - 0.7) \text{ V} / 95.6 \text{ k}\Omega = 30.9 \text{ }\mu\text{A}$$

Puesto que  $V_{Th} > V_{BE}$ , la unión base-emisor está polarizada directamente y el transistor actúa como un amplificador en la región activa.

$$I_C = \beta I_B = 75 \cdot 0.0309 \text{ mA} = 2.32 \text{ mA}$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} \quad \therefore V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C = (18 - 3.9 \cdot 2.32) = 8.95 \text{ V}$$

$$Q(8.95 \text{ V}; 2.32 \text{ mA})$$

$$V_{EC} = V_{EB} + V_{BC} \quad \therefore V_{BC} = V_{EC} - V_{EB} = (8.95 - 0.7) \text{ V} = 8.25 \text{ V}$$

Observe que el colector es más positivo respecto a la base en 8.25 V, de aquí que la unión base-colector esté polarizada inversamente.

Obtenga el valor de  $R_1$  y  $R_2$ .

### Ejemplo III.9

Diseñemos un circuito de emisor común sin resistor de emisor, cuyo punto de operación sea  $Q(-8 \text{ V}, -1 \text{ mA})$ ,  $V_{CC} = -20 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ , e  $I_{CO} = 10 \text{ }\mu\text{A}$ . Transistor de germanio.

**Solución**

Sea el circuito de la figura III.24 pero con transistor *PNP*.

$$I_C = \beta I_B + I_{CO}(1 + \beta) \quad \therefore \quad I_B = \frac{I_C - I_{CO}(1 + \beta)}{\beta} = 10 \mu\text{A}$$

Despreciando  $V_{BE}$  obtenemos:

$$R_B = \frac{20 \text{ V}}{10 \mu\text{A}} = 2 \text{ M}\Omega$$

El valor del resistor a c-d es:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{I_C} = \frac{(20 - 8) \text{ V}}{1 \text{ mA}} = 12 \text{ k}\Omega$$

Observe que al diseñar un circuito se desea obtener los valores de los elementos que van incluidos en el transistor. La fuente de alimentación de c-d, la  $\beta$  y la  $I_{CO}$  se proponen.

**Ejemplo III.10**

Diseñemos el amplificador de la figura III.24. En lugar de  $v_{in}$  será el generador de señales el que proporcione un valor  $V_g = 0.1 \text{ V}$ , cuya  $R_g = 2 \text{ k}\Omega$ . Este generador está conectado en serie con  $C_B$  y el  $V_{CC} = -20 \text{ V}$ ,  $Q(-12 \text{ V}, -2 \text{ mA})$ ,  $\beta = 40$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$  conectada entre  $C_C$  y tierra. Transistor de germanio.

Calculemos:  $I_B$ ,  $R_B$ ,  $R_C$ ,  $h_{ie} = Z_{in}$ ,  $i_b$ ,  $i_C$ ,  $v_o$ ,  $A_v$ ,  $A_i$  y  $Z_o$ .

**Solución**

**A c-d**

$$I_B = \frac{I_C - I_{CO}(1 + \beta)}{\beta} = \frac{(2 - 10 \cdot 41) \text{ mA}}{40} = 39.7 \mu\text{A}$$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} \quad \therefore \quad R_B = \frac{(20 - 0.2) \text{ V}}{39.7 \mu\text{A}} = 495 \text{ k}\Omega$$

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} \quad \therefore \quad R_C = \frac{(20 - 12) \text{ V}}{2 \text{ mA}} = 4 \text{ k}\Omega$$

**A c-a**

$$h_{ie} = Z_{in_{c-a}} = \frac{\Delta V_{EC}}{\Delta I_B} = \frac{0.03 \text{ V}}{40 \mu\text{A}} = 750 \Omega$$

donde  $\Delta V_{EC}$  es la pendiente de la recta de la curva característica de entrada.

Observe que esta impedancia es aproximada a:

$$h_{ie} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C / \beta} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{\Delta I_C} = \frac{40 \cdot 26 \text{ mV}}{I_{EQ}} = \frac{40 \cdot 26 \text{ mV}}{2.03 \text{ mA}} = 512 \Omega$$

Lo anterior es porque:

$$I_E = I_B + I_C = (0.039 + 2) \text{ mA} = 2.03 \text{ mA}$$

Cualquiera de las dos impedancias anteriores que se tome es válida, ya que esta impedancia contra la  $R_B$  es muy pequeña si se considera como un corto-circuito, por lo que prácticamente toda la corriente del generador  $i_g$  entra a la base del transistor como  $i_b$ .

La impedancia de entrada total del circuito es:

$$Z_{in_i} = R_g + R_B || h_{ie} \cong (2 + 0.512) \text{ k}\Omega \cong 2.5 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{v_g}{R_g + h_{ie}} = \frac{0.1 \text{ V}}{(2 + 0.75) \Omega} = 0.036 \text{ mA}$$

$$i_C = \beta i_b = 40 \cdot 0.036 \text{ mA} = 1.44 \text{ mA}$$

$$v_o = -R_C i_C = (4 \cdot 1.44) \text{ V} = 5.76 \text{ V} \quad (\sin R_L)$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = -5.76/0.1 = -57.6 = |57.6|$$

$$v_o = -(R_C || R_L) i_C = -(0.8 \cdot 1.44) \text{ V} = -1.152 \text{ V}_{p-p}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = -1.152/0.1 = -11.52 = |11.52| \quad (\text{con } R_L)$$

$$A_i = \frac{-i_C}{i_g} = \frac{-1.44}{0.036} = |40|$$

Es decir, amplificó 57.6 y 40 veces la señal de entrada.

Si la resistencia de carga a señal alterna es  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ , entonces:

$$Z_o = R_C || R_L = \frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = 0.8 \text{ k}\Omega$$

### III.3.5. Configuración de emisor común con resistor de emisor

En el apartado anterior se discutió la polarización por corriente de base constante y se mostró que, a causa de la pequeña caída de potencial a través del diodo de emisor polarizado directamente, la corriente de base de  $I_B$  era constante y estaba sujeta principalmente por  $V_{CC}$  y  $R_B$ . Además, se observó que si variaba la  $I_B$ , cambiaba la  $I_C$ , como también  $V_{EC}$  y, por ende, modificaba la  $\beta$  y el punto  $Q$  de operación.

Por otra parte, se demostrará que la resistencia elevada en el conductor de base forzará a todas las variaciones de  $I_{CO}$  a penetrar en el conductor intrínseco de base como  $I_{Bi}$ , es decir, la  $I_C$  variará  $\beta I_{Bi}$ , con lo que se demostrará que el factor de estabilidad para dicha configuración será:  $S_{IC} = 1 + \beta$ , que es el peor caso posible.

### 11.3.5.1. Polarización por corriente de emisor constante

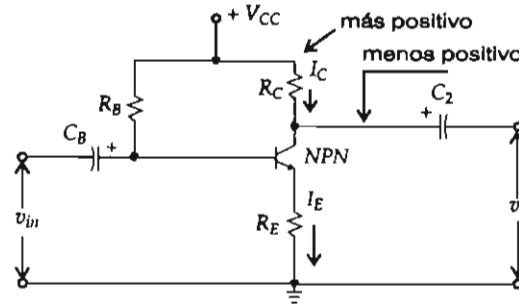


Figura III.25. Amplificador de E-C con  $R_E$ .

A fin de evitar las variaciones de  $Q$ , es recomendable mantener constante a  $I_E$  en vez de  $I_B$ , pues  $I_C$  será bastante constante ya que está relacionada con  $I_E$  por el factor  $\alpha$ , el cual no varía mucho. Por el contrario,  $\beta$  variará bastante a causa del denominador de la expresión  $\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$ . Además,  $I_C$  está relacionada con  $I_{CO}$  y no con  $I_{CO}(1 + \beta)$ , esto es, cuando se expresa en términos de  $I_E$  en vez de  $I_B$ .

Para razonar lo anterior es conveniente definir qué es la *estabilidad de un transistor*. Esto quiere decir mantener constante el punto de operación  $Q$  en la recta de carga, no obstante los efectos de la temperatura. El punto de trabajo  $Q$  debe estar en la región activa y "centrado" de modo que las oscilaciones positiva y negativa sean simétricas o casi simétricas a él.

Por otra parte, así como sucedió en la configuración de B-C, en cuya polarización por corriente de base constante requería una  $R_B$  grande —de centenas de  $k\Omega$ — para impulsar la corriente de pérdida o de fuga  $I_{CO}$  a través de la unión del diodo de emisor, así en la configuración de E-C con resistor de emisor se requiere un  $R_E$  "grande" (*fuerza de corriente*) que fuerce a  $I_{CO}$  por la base en vez de dejarla atravesar la unión de emisor. Cuanto mayor sea  $R_E$ , mayor estabilidad habrá respecto a la temperatura (pues menor es la variación en  $I_E$  a causa de la sensibilidad de  $V_{EB}$  a la temperatura), pero elevará la impedancia a c-a de entrada, por lo tanto, menos corriente de señal entrará a la base y esto hará menor la tensión de salida. En otras palabras,  $R_E$  puede ser del orden de centenas de ohmios hasta unidades de  $k\Omega$ . Sin embargo, si se coloca un capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$  la impedancia a c-a en el emisor será pequeña, pero la resistencia a c-d será grande.

El  $R_E$  proporciona una retroalimentación negativa muy benéfica que se discutirá con mayor detalle en otro curso.

### III.3.5.2. Impedancia de entrada para el E-C con $R_E$

Sea el circuito de la figura III.26 en el que el colector está unido al resto del circuito y que por el momento ignoramos.



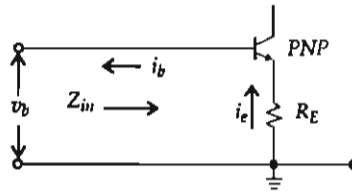


Figura III.26. Circuito para calcular la impedancia de entrada.

La impedancia de entrada no es solamente  $R_E$ , sino que interviene  $\beta$ :

$$Z_{in} = \frac{v_b}{i_b}$$

Si  $V_{BE} \cong 0$  V:

$$v_b = R_E i_e$$

Pero:

$$i_e = i_b + i_c = i_b(1 + \beta)$$

Esta ecuación se sustituye en:

$$v_b = R_E i_b(1 + \beta)$$

De aquí que:

$$Z_{in} = \frac{v_b}{i_b} = R_E(1 + \beta)$$

Si a  $R_E$  se le conecta un capacitor  $C_E$  en paralelo, entonces:

$$h_{ie} = Z_{in} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{EQ}}$$

Lo anterior sucede porque, a frecuencias medias, el  $C_E$  se cortocircuita y queda el emisor conectado a tierra.

### III.3.5.3 Expresión de entrada y salida para E-C con $R_E$

Los dos circuitos parciales que a continuación se muestran servirán para la obtención de las ecuaciones de entrada y salida respectivamente.

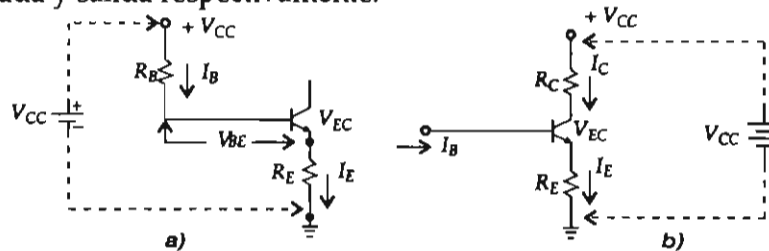


Figura III.27. a) Malla de entrada. b) Salida de E-C con  $R_E$ .

Sección de entrada (figura III.27a):

$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$ , pero  $I_E = I_B + I_C = I_B + \beta I_B = I_B(1 + \beta)$  que, sustituida en la ecuación anterior, nos da:

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_B(1 + \beta) \quad \therefore$$

### Dispositivos amplificadores

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

Sección de salida (figura III.27b):

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + R_E I_E$$

Se puede considerar que  $I_C$  es aproximadamente  $I_E$  ( $I_C \cong I_E$ ) sin que por ello sean iguales, ya que de ser iguales no habría corriente de base  $I_B$ , por lo tanto no amplificaría el circuito. La ecuación de la línea de carga a c-d es:

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

Por otra parte, si se da ( $V_{EC}$ ,  $I_C$ ),  $\beta$ ,  $V_{CC}$  y  $R_C$ , tendremos que  $I_E = I_B(1 + \beta)$  podrá ser sustituida en la ecuación de salida y, al despejar  $V_{EC}$ , será prácticamente igual a la anterior.

Se "puede" establecer la siguiente consideración que es válida tanto para c-d como para c-a, esto es:

$$R_C = \frac{V_{ECQ}}{I_{CQ}}$$

que nos da  $Q$  simétrico a la línea de carga c-a.

### Ejemplo III.11

Analice el circuito de la figura III.28, cuyos valores son:  $V_{CC} = 20$  V,  $R_B = 390$  k $\Omega$ ,  $R_C = 2.2$  k $\Omega$ ,  $R_E = 1$  k $\Omega$ ,  $\beta = 100$ . Transistor de silicio.

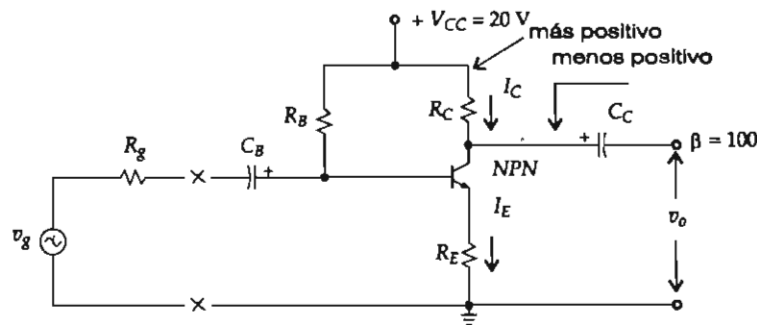


Figura III.28. Amplificador de E-C con  $R_E$ .

### Solución

De la malla de entrada:

$$I_B = \frac{(20 - 0.7) \text{ V}}{390 + 1 \cdot (1 + 100) \text{ k}\Omega} = 39.3 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 39.3 \mu\text{A} = 3.93 \text{ mA}$$

Usando la ecuación de salida:

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = [20 - 3.93(2.2 + 1)] \text{ V} = 7.42 \text{ V}$$

### Ejemplo III.12

Del circuito de la figura III.29 calculemos:  $I_B$ ,  $I_C$  y  $V_{EC}$ .

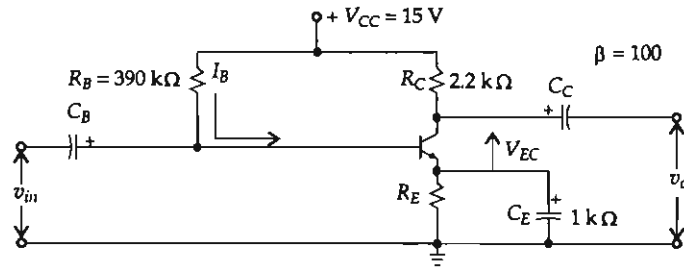


Figura III.29. Amplificador de E-C con  $R_E$ .

### Solución

A c-d

Los capacitores quedan sin actuar (circuito abierto).

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

Si  $I_E \cong I_C$ , entonces:

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + \beta R_E} = \frac{14.3 \text{ V}}{390 + 100 \cdot 1} = 29.1 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 0.029 \text{ mA} = 2.9 \text{ mA}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E = 15 \text{ V} - (2.2 + 1)2.9 = 5.72 \text{ V}$$

### Ejemplo III.13

Con los valores mostrados en la figura III.30 calcule,  $I_C$ ,  $I_B$  y  $R_B$ .

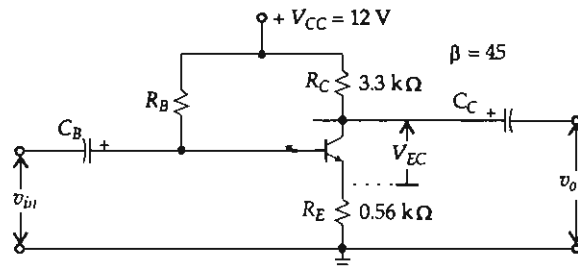


Figura III.30. Amplificador de E-C con  $R_E$ .

### Solución

A c-d

Malla de salida:  $V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + R_E I_E$ ; se desconoce  $I_E$ .

$$I_E = I_B + I_C = I_B(1 + \beta) = (1 + \beta) \frac{I_C}{\beta} = \frac{46 I_C}{45}$$

Sustituyendo  $I_E$  en la ecuación anterior, tenemos:

$$12 \text{ V} = 3.3 I_C + 5.4 \text{ V} + 0.56 \frac{46 I_C}{45} \quad \therefore I_C = 2.41 \text{ mA}$$

La corriente que circula por la base es:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2.41 \text{ mA}}{45} = 53.7 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.0537 + 2.41) \text{ mA} = 2.46 \text{ mA}$$

Malla de entrada:

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E \quad \therefore$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E}{I_B} = \frac{(11.3 - 0.58 \cdot 2.46) \text{ V}}{0.053 \text{ mA}} = 184 \text{ k}\Omega$$

$$R_B = 180 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial)}$$

### Ejemplo III.14

Diseñemos un amplificador de E-C con  $R_E$ , cuyos datos son:  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $Q(6 \text{ V}; 6 \text{ mA})$ ,  $\beta = 100$ . Transistor de silicio.

Calculemos:  $R_C$ ,  $I_B$ ,  $I_E$ ,  $R_E$  y  $R_B$ .

### Solución

Haciendo  $V_{ECQ} = V_{RC}$  y por la ecuación:

$$R_C = \frac{V_{ECQ}}{I_{CQ}} = 1 \text{ k}\Omega$$

De la ecuación de salida:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + V_E \quad \therefore V_E = (15 - 1 \cdot 6 - 6) \text{ V} = 3 \text{ V}$$

La corriente de la base es:

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{6 \text{ mA}}{100} = 60 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = I_B(1 + \beta) = 60 \cdot 101 = 6.06 \mu\text{A}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3 \text{ V}}{6.06 \text{ mA}} = 495 \Omega$$

De la ecuación de entrada:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_E (1 + \beta)}{I_B}$$

$$R_B = \frac{(15 - 0.7) \text{ V} - 0.5 \text{ k}\Omega \cdot 0.06 \text{ mA} \cdot 101}{0.06 \text{ mA}} = 187.8 \text{ k}\Omega$$

#### III.3.5.4. Análisis aproximado a c-a del circuito de E-C con $R_E$

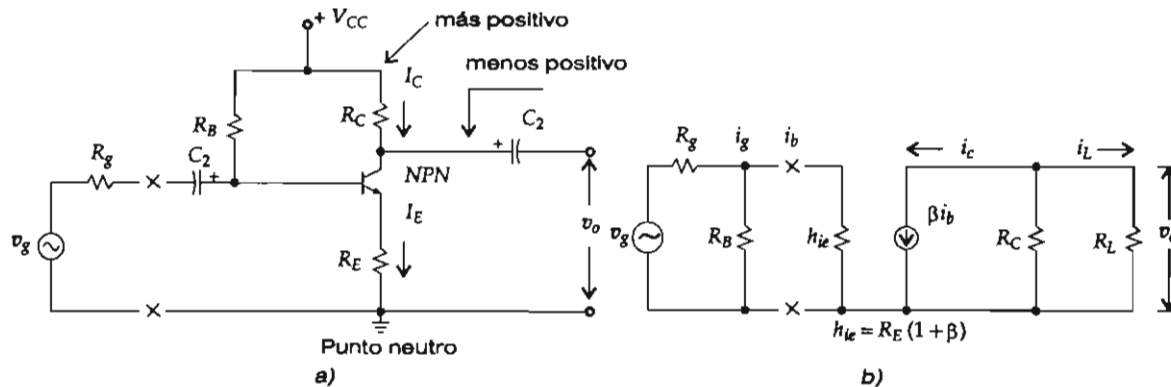


Figura III.31. a) Amplificador de E-C. b) Circuito equivalente a c-a.

Una vez obtenidos los valores a c-d de la sección III.3.5.3, procedemos a establecer los parámetros a c-a.

#### Impedancia de entrada ( $h_{ie}$ )

La impedancia de entrada del transistor para el E-C es:

$$h_{ie} = R_E(1 + \beta) \text{ (sección III.3.5.7).}$$

#### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

En la figura III.31b se abre donde están las X y se calcula el voltaje y la resistencia equivalente de Thévenin (teorema de Thévenin).

Dispositivos amplificadores

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B \cdot v_g}{R_B + R_g}$$

$$R_{Th_{c-a}} = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g}$$

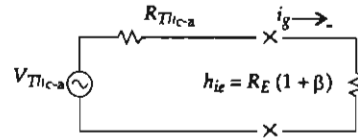


Figura III.31. c) Circuito equivalente de Thévenin a c-a.

La corriente que circula por el circuito de la figura III.31c la sustituimos en  $i_C$  y ésta a su vez en  $v_o$ , con lo que obtenemos  $A_v$ :

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)}$$

$$i_C = \beta i_b$$

$$v_o = R_C i_C \quad \text{o} \quad v_o = -(R_C || R_L) i_C = -\beta \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)} (R_C || R_L) \therefore$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-\beta(R_C R_L) (R_g + R_B) (R_C || R_L)}{R_g R_B + R_E(1 + \beta)(R_g + R_B)}$$

Otra forma para obtener  $A_v$ , cuando no se da el valor de la señal del generador ni  $R_g$ , es:

$$v_o = -R_C i_C = R_C \beta i_b$$

Pero:

$$i_b = \frac{v_{in}}{R_E(1 + \beta)}$$

Al sustituir la  $i_b$  en  $v_o$  nos da  $A_v$ :

$$v_o = \frac{R_C \beta v_{in}}{R_E(1 + \beta)}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{\beta R_C}{R_E(1 + \beta)}$$

Despreciando el uno que está dentro del paréntesis obtenemos:

$$A_v = \frac{-R_C}{R_E} = \left| \frac{R_C}{R_E} \right| \quad \text{o} \quad A_v = \frac{-R_C || R_L}{R_E} = \left| \frac{R_C || R_L}{R_E} \right|$$

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

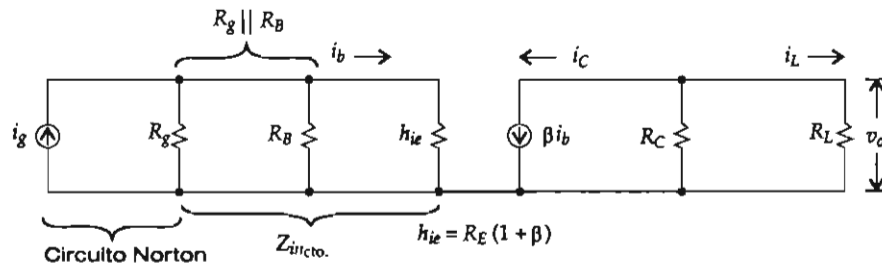


Figura III.31. d) Circuito equivalente de Ebers-Moll.

De la figura III.31d se tiene:

$$A_i = \frac{-i_L}{i_g} = \left[ \frac{-i_L}{i_b} \right] \left[ \frac{i_b}{i_g} \right]$$

Por divisores de corriente tenemos:

$$i_L = \frac{-R_C \cdot \beta i_b}{R_C + R_L} \quad \therefore$$

$$\frac{-i_L}{i_b} = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L}$$

$$i_b = \frac{(R_g \parallel R_B) i_g}{R_g \parallel R_B + h_{ie}}$$

Pero:

$$h_{ie} = R_E(1 + \beta)$$

Sustituyendo las ecuaciones:

$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_g} = \left[ \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right] \left[ \frac{R_g \parallel R_B}{R_g \parallel R_B + h_{ie}} \right]$$

$$A_i = \left[ \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right] \left[ \frac{R_g \parallel R_B}{R_g \parallel R_B + R_E(1 + \beta)} \right]$$

Usando un divisor de corriente obtenemos otra expresión que da aproximadamente lo mismo que la anterior, luego, sin generador:

$$i_b = \frac{-R_B i_{in}}{R_B + h_{ie}}$$

$$i_L = \left[ \frac{-R_C \beta i_b}{R_C + R_L} \right] = \left[ \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right] \left[ \frac{R_B i_{in}}{R_B + h_{ie}} \right]$$

$$|A_i| = \frac{i_L}{i_{in}} = \frac{\beta R_B R_C}{(R_B + h_{ie})(R_C + R_L)}$$

Observe que en esta última ecuación de la  $A_i$  no interviene el paralelo de  $R_g$  con  $R_B$ , por lo que al aplicarla será mayor que la  $A_i$  anterior y de signo positivo por ser valor absoluto.

La impedancia de entrada total del circuito y de salida es:

$$Z_{in_i} = R_g + R_B \parallel h_{ie}$$

$$Z_o = R_C \parallel R_L$$

### III.3.5.5. Capacitor de paso o de desacoplo

Como se mencionó en la sección III.3.5.1, el resistor de emisor  $R_E$  tiene como finalidad mantener fijo el punto de operación  $Q$  sobre la recta de carga; sin embargo, actúa reduciendo  $A_v$ , pues a través de  $R_E$  se produce una caída de voltaje. Dicha disminución de  $A_v$  se efectúa mediante el suministro de la *distorsión* o *realimentación negativa* de la señal a c-a, debido a  $R_E$ .

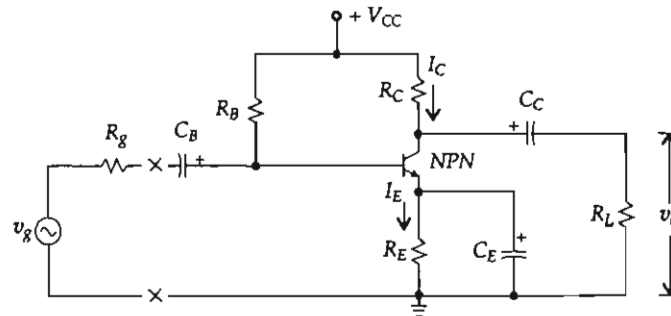


Figura III.32. Amplificador con capacitor de emisor ( $C_E$ ).

Consideremos el efecto de una señal alterna aplicada en la base del transistor. En el semiciclo positivo de la señal de entrada el diodo de emisor conduce aumentando la corriente de colector y, por consiguiente, la de emisor. En el semiciclo negativo disminuye  $I_C$  a cero, porque el diodo de emisor no conduce. Esto hace que varíe el voltaje en el emisor en fase con la tensión de base, pues el voltaje de emisor *sigue* (seguidor por emisor) al voltaje de base. Por consiguiente, es necesario tener una tensión de polarización constante en el emisor, a pesar de las variaciones de la señal de la base, para que la polarización del emisor sea efectiva.

Lo anterior se consigue *derivando* o *desacoplando*  $R_E$  con un capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ , como se muestra en la figura III.32. El  $C_E$  se cortocircuita a frecuencia media, baja y alta; el amplificador tiene otro circuito *equivalente* al que se usa en este curso.  $C_E$  provee otro camino para la c-a del circuito de emisor: una pasará por  $R_E$  y la otra por  $X_{C_E}$ , y la distribución de corriente entre  $R_E$  y  $C_E$  dependerá del valor de  $X_{C_E}$  comparado con  $R_E$ . Por ejemplo, a una cierta frecuencia,  $X_{C_E} = 200 \Omega$  y  $R_E = 2 \text{ k}\Omega$  pasará por  $C_E$  una fracción de 10/11 de la c-a y por  $R_E$  sólo una fracción de 1/11. En este caso, *desacoplando*  $R_E$  y  $C_E$  se reducen los *efectos de distorsión* de la señal de base. Esto, sin embargo, no afecta a la *corriente continua* que pasa por  $R_E$ , manteniendo el valor necesario de  $V_E$  la tensión de polarización de emisor constante.

De la descripción anterior concluimos que el diodo de emisor conectado en serie con el paralelo de  $R_E$  y  $C_E$  forma lo que se conoce como un rectificador de media onda con capacitor "aplanador".

El valor de  $C_E$  se calcula para la frecuencia más baja audible que es necesario *desacoplar* o *cortar*,



esto es: si la frecuencia se designa a 20 Hz quiere decir que el capacitor dejará pasar las frecuencias superiores a 20 Hz "sin" cortarse o distorsionarse.

Las siguientes expresiones para el cálculo de los capacitores de un amplificador se demostrarán en otro curso de electrónica; por lo pronto se pueden usar las siguientes ecuaciones:

$$X_{CE} = \frac{1}{2\pi f C_E} = \frac{R_E}{10} \quad \therefore C_E = \frac{1}{2\pi f \frac{R_E}{10}} \text{ (expresión aproximada)}$$

$$C_E = \frac{1}{2\pi f \left[ R_E \parallel \left( \frac{R_E}{1 + \beta} + \frac{26 \text{ mV}}{I_E} \right) \right]} \text{ (esta requiere demostración)}$$

Existen otras ecuaciones que no corresponden a este curso, como son: para el capacitor de base y el de colector. Es conveniente fijarse en el tipo de amplificador con el que se va a trabajar (si es sin

$C_E$  o con  $C_E$ ). En el primero la impedancia será  $h_{ie} = R_E(1 + \beta)$  y en el segundo  $h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_E}$ .

Estas expresiones son válidas también para la sección III.3.5.2.

### Ejemplo III.15

De la figura III.32, cuyos valores son  $V_{CC} = 6 \text{ V}$ ,  $R_C = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 200 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 50$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 0.1 \text{ V}$  (transistor de silicio), analicemos y calculemos:

- a)  $I_B$    b)  $I_C$    c)  $I_E$    d)  $V_{EC}$    e)  $V_{Th_{c-a}}$    f)  $R_{Th_{c-a}}$    g)  $i_b$    h)  $i_C$    i)  $v_o$    j)  $A_v$   
 k)  $A_i$    l)  $Z_{in}$    y   m)  $Z_o$ .

### Solución

#### Sección de entrada

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E(1 + \beta)} = \frac{5.3 \text{ V}}{(200 + 1.2 \cdot 51) \text{ k}\Omega} = 20.3 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 0.0203 \text{ mA} = 1.01 \text{ mA}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.0203 + 1.01) \text{ mA} = 1.03 \text{ mA}$$

#### Sección de salida

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 6 \text{ V} - 1.01 \cdot 3.4 = 2.56 \text{ V}$$

#### Análisis a c-a

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B v_g}{R_B + R_g} = \frac{200 \cdot 0.1}{201} = 99.5 \text{ mV}$$

### Dispositivos amplificadores

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} \cong 1 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)} = \frac{0.0995 \text{ V}}{(1 + 1.2 \cdot 51) \text{ k}\Omega} = 1.6 \mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 50 \cdot 0.0016 \text{ mA} = 80 \mu\text{A}$$

$$v_o = -R_C i_C = -2.2 \cdot 0.08 = -0.176 \text{ V}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{-0.176}{0.1} = -1.76 = |1.76|$$

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

A partir de la ecuación de la ganancia de corriente tenemos:

$$\frac{i_L}{i_b} = \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} = \frac{-50 \cdot 2.2}{2.2 + 2.2} = -25$$

$$\frac{i_b}{i_g} = \frac{R_g \parallel R_B}{R_g \parallel R_B + h_{ie}} < 1$$

$$h_{ie} = R_E(1 + \beta) = 61.2 \text{ k}\Omega$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_g} \cong 25$$

La ganancia de corriente sin generador aumenta:

$$A_i = |A_i| = \frac{i_L}{i_{in}} = \frac{\beta R_B R_C}{(R_B + h_{ie})(R_C + R_L)} = \frac{50 \cdot 200}{200 + 61.2} = 38.2$$

### Impedancia de entrada del circuito ( $Z_{in_C}$ )

$$Z_{in_C} = R_g + R_B \parallel h_{ie}$$

$$Z_{in_C} = 1 \text{ k}\Omega + 200 \parallel 61.2 = 47.86 \text{ k}\Omega.$$

### Impedancia de salida ( $Z_o$ )

$$Z_o = R_C \parallel R_L = \frac{2.2 \cdot 2.2}{2.2 + 2.2} = 1.1 \text{ k}\Omega. \text{ Si } R_L = 2.2 \text{ k}\Omega.$$

**Ejemplo III.16**

Diseñemos un circuito amplificador de emisor común con resistor de emisor cuyos datos sean:  
 $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $Q(6 \text{ V}, 2 \text{ mA})$ ,  $\beta = 80$ ,  $R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 0.1 \text{ V}$ ,  $R_g = 1.5 \text{ k}\Omega$ .

**Solución**

**A c-d**

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + V_E \quad \therefore V_E = V_{CC} - R_C I_C - V_{EC}$$

$$V_E = (15 - 3.9 \cdot 2 - 6) \text{ V} = 1.2 \text{ V}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{2 \text{ mA}}{80} = 25 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.025 + 2) \text{ mA} = 2.025 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{1.2}{2.025 \text{ mA}} = 0.592 \text{ k}\Omega \cong 560 \Omega$$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_B (1 + \beta) \quad \therefore$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E I_B (1 + \beta)}{I_B} = \frac{(15 - .07 - 0.56 \cdot 81) \text{ V}}{0.025 \text{ mA}} = 526.66 \text{ k}\Omega$$

**A c-a**

De las ecuaciones de la sección III.3.5.4, tenemos:

$$V_{Th_{c-a}} = \frac{R_B v_g}{R_B + R_g} = \frac{526.6 \text{ k}\Omega \cdot 0.1 \text{ V}}{(526.6 + 1.5) \text{ k}\Omega} = 99.7 \text{ mV}$$

$$R_{Th_{c-a}} = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} = \frac{526.6 \cdot 1.5}{526.6 + 1.5} = 1.5 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{V_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E (1 + \beta)} = \frac{0.0997 \text{ V}}{(1.5 + 0.56 \cdot 81) \text{ k}\Omega} = 2.12 \mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 80 \cdot 0.00212 = 0.169 \text{ mA}$$

$$v_o = -R_C i_C = -3.9 \text{ k}\Omega \cdot 0.169 = -0.66 \text{ V}$$

*Dispositivos amplificadores*

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{0.66}{0.1} = -6.6 = |6.6|$$

Observe que, si tomamos la relación siguiente, entonces:

$$A_v = \frac{R_C}{R_E} = -6.9 = |6.9|$$

que prácticamente es el mismo valor que el anterior.

La fuente del generador de voltaje (figura III.31b) se convierte en una fuente de corriente (figura III.31d):

$$i_g = \frac{v_g}{R_g} = \frac{0.1 \text{ V}}{1.5 \text{ k}\Omega} = 66.6 \mu\text{A}$$

De la resistencia equivalente  $R_{Th_{c-a}} = R_g || R_B = 1.5 || 526.66 \approx 1.5 \text{ k}\Omega$ .

Para la ganancia de corriente será:

$$A_i = \frac{i_L}{i_g} = \frac{i_L i_b}{i_b i_g}$$

$$i_b = \frac{R_{Th_{c-a}} \cdot i_g}{R_{Th_{c-a}} + h_{ie}} \quad (\text{divisor de corriente})$$

$$\frac{i_b}{i_g} = \frac{1.5}{1.5 + R_E(1 + \beta)} = \frac{1.5}{1.5 + 0.56 \cdot (1 + 80)} = 0.032$$

$$i_L = \frac{R_C \cdot \beta i_b}{R_C + R_L} \quad (\text{divisor de corriente})$$

$$\frac{i_L}{i_b} = \frac{\beta R_C}{R_C + R_L} = \frac{80 \cdot 3.9}{3.9 + 2.2} = 51.14$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \cdot \frac{i_b}{i_g} = (51.14)(0.032) = 1.63$$

La impedancia de entrada del transistor es:

$$h_{ie} = (1 + \beta)R_E = 47.9 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de entrada del circuito es:

$$Z_{in_c} = R_g + R_B || (1 + \beta)R_E = (1.5 + 526.6 || 47.9) = 45.45 \text{ k}\Omega$$

III.3.5.6. Factor de estabilidad ( $S_{I_C}$ )

El factor de estabilidad es una medida de la *sensibilidad* de la corriente de colector  $I_C$  respecto de los cambios en la corriente de fuga  $I_{CBO}$  (corriente del diodo base-colector de salida) o  $I_{CO}$ , el cual depende de la resistencia del circuito externo y de  $\beta$ :

$$S_{I_C} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}}$$

Mientras más bajo sea el valor de este factor el circuito será más estable, pues el valor permisible de  $S_{I_C}$  depende tanto del material del transistor como de los requerimientos de la aplicación. Los transistores de silicio tienen menor corriente de fuga que los de germanio y toleran una  $S_{I_C}$  mucho mayor.

La  $I_{CO}$  típica para el silicio es  $0.01 \mu A$ . Para  $S_{I_C} = 25$  y manteniendo inalterado el circuito de polarización  $I_C$  cambia en  $0.25 \mu A$ , para el circuito con transistor de silicio y en  $125 \mu A$  en uno de germanio.

La *estabilización* está basada en el principio de la *retroalimentación negativa* en el que  $V_{BE} = V_R - V_E$  (figura III.34a).

Si  $V_E$  aumenta porque se incrementa  $I_E$ , el  $V_{BE}$  baja, reduciéndose  $I_B$ . De aquí que la conducción del transistor disminuya haciendo que  $V_{EC}$  aumente e  $I_C$  decrezca.

Por el contrario, si  $V_E$  disminuye porque  $I_E$  decrece, aumenta  $I_B$  al igual que  $V_{BE}$  y se eleva la conducción del dispositivo. En consecuencia, aumenta  $V_{BE}$ , con lo cual se reduce  $V_{EC}$ .

Lo anterior es porque  $I_E \cong I_C$ .

Se conoce que todos los parámetros para *señales débiles* (señales de excitación menores que  $5 mV$ , que no necesariamente deben ser del valor anterior, sino que basta con que *no* haya distorsión en la señal de salida) son función de la temperatura; sin embargo, los *efectos de la temperatura* son los causados por las variaciones de  $I_{CO}$ ,  $V_{BE}$  y  $\alpha$ .

$I_{CO}$ : La corriente total de pérdida o de fuga de colector  $I_{CO}$  se debe a la ruptura de enlaces covalentes por la energía calorífica y al efecto de pérdida óhmica causada por la recombinación huecos-electrones que tiene lugar en la superficie del cristal.

Pérdida óhmica:

$$r_{CO} = \frac{\Delta V_{BC}}{\Delta I_{CO}} \text{ (despreciable)}$$

$V_{BE}$ : Tanto en los transistores de germanio como en los de silicio, si  $V_{BC}$  es constante y el emisor se alimenta con una  $I_E$  constante, la disminución en  $V_{BE}$  sería de  $1.5$  a  $3 mV/^{\circ}C$ .

$$\Delta V_{BE}/\Delta T = -2.5 mV/^{\circ}C$$

El signo menos indica que  $V_{BE}$  disminuye si la temperatura  $T$  aumenta y que si esto sucede, tanto  $I_E$  como  $I_C$  aumentan, desplazándose el punto  $Q$  sobre la recta de carga.

### Dispositivos amplificadores

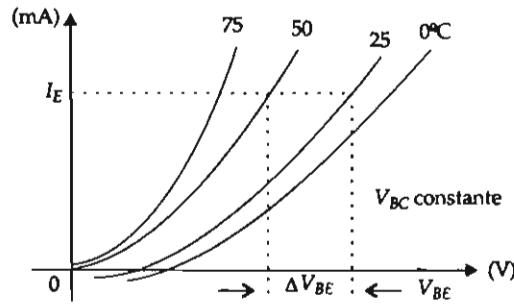


Figura III.33. La polarización directa del diodo emisor disminuye con el aumento de temperatura.

$\alpha$ : Como  $I_C$  está relacionada con  $I_E$  por el factor  $\alpha$  relativamente constante,  $I_C$  varía del mismo modo que  $I_E$ .

$$I_C = \alpha I_E + I_{CO} \text{ (ecuación III.6 de la sección III.2.1)}$$

Sea el circuito de la figura III.34 para calcular el factor de estabilidad:

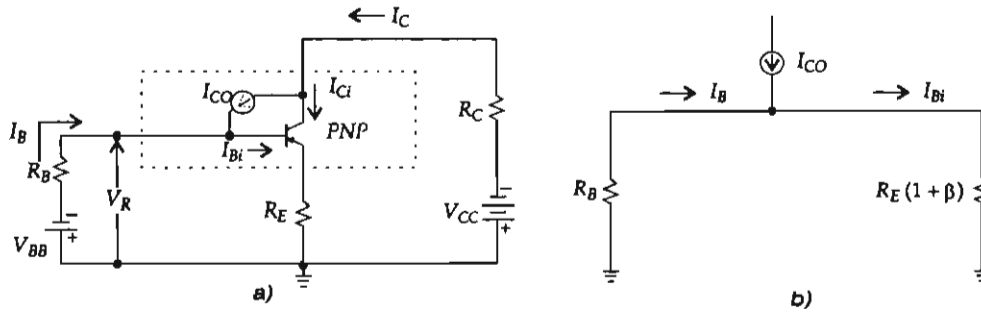


Figura III.34. a) Circuito de E-C con resistor de emisor. b) La  $I_{CO}$  dividida entre  $R_B$  y  $R_E(1 + \beta)$ .

donde  $I_{B_i}$  e  $I_{C_i}$  son corrientes internas del transistor.

Cortocircuitando  $V_{BB}$  y aplicando el divisor de corriente para las figuras anteriores respectivamente, y por sustitución de ecuaciones, obtenemos el factor de estabilización.

$$I_{B_i} = \frac{R_B I_{CO}}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

Pero:

$$I_{C_i} = \beta I_{B_i}$$

$$I_{C_i} = \frac{\beta R_B I_{CO}}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

Por otra parte, de la figura III.34a anterior:

$$I_C = I_{C_i} + I_{CO}$$

$$I_C = \frac{\beta R_B I_{CO}}{R_B + R_E(1 + \beta)} + I_{CO} = \frac{\beta R_B I_{CO} + I_{CO}[R_B + R_E(1 + \beta)]}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

$$S_{I_C} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} = \frac{(1 + \beta)(R_B + R_E)}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

Dividiendo numerador y denominador entre  $(1 + \beta)$  y después entre  $R_B$ , tenemos:

$$S_{I_C} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_{CO}} = \frac{R_B + R_E}{\frac{R_B}{1 + \beta} + R_E} = \frac{1 + \frac{R_E}{R_B}}{\frac{1}{1 + \beta} + \frac{R_E}{R_B}}, \text{ pero } \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

$$S_{I_C} = 1 + \frac{\frac{R_E}{R_B}}{1 - \alpha + \frac{R_E}{R_B}}$$

De la ecuación anterior: si  $R_B$  tiende a  $\infty$ ,  $S_{I_C} \rightarrow \frac{1}{1 - \alpha}$  o  $S_{I_C} \rightarrow 1 + \beta$ .

El valor anterior es muy grande y brinda el más alto factor de estabilidad, como de polarización.

De la misma ecuación: si  $R_E \rightarrow \infty$ ,  $S_{I_C} \rightarrow 1$ .

Este último es el mínimo valor al que podemos aproximarnos, lo que indica que  $I_C$  aumentará lo que cambie  $I_{CO}$  solamente. En este caso ( $R_E > R_B$ ) nos presenta la mejor estabilidad, pero la polarización más pobre. Si  $S_{I_C} \rightarrow 1$ , el amplificador no tendría ganancia de voltaje porque  $R_B$  está en derivación respecto a la entrada de éste.

Sin embargo, para fines prácticos, el valor máximo permisible para  $S_{I_C}$  lo determina el diseñador. Usar un  $S_{I_C} = 5$  no es excesivo.

Para un circuito de una sola etapa igual al anterior el  $R_E$  "puede" estar aproximadamente a la cuarta parte de  $R_B$ , esto es, si  $S_{I_C} = 5$ .

El factor de estabilización recomendable para amplificadores de audio doméstico es de 3 a 6, para los autoestéreos y equipos de medición de precisión se elige de 5 a 10, y para equipo industrial y médico de regulación, el factor se toma de 8 a 30.

Despejando  $R_B$  de la ecuación anterior:

$$R_B = R_{Th} = \frac{R_E(S_{I_C} - 1)}{1 - S_{I_C}(1 - \alpha)} \equiv R_E(S_{I_C} - 1) \quad (\text{III.20})$$

Para el circuito de la figura III.34 se desea tener aproximadamente 10% de la corriente de entrada por la base del transistor y el 90% restante a través del resistor *equivalente*  $R_B$ . Esto nos proporciona una buena estabilidad. De aquí que la corriente en  $R_B$  sea aproximadamente 10 veces la corriente por la base.

Las variaciones de la corriente en  $R_B$  están dadas por  $v_b/R_B$ , mientras que la corriente en la base es aproximadamente igual a  $i_b \approx i_E/\beta = v_b/\beta R_E$ . Lo anterior es porque despreciamos  $V_{BE}$  con la condición de que tomemos sólo las componentes que varíen en el tiempo.

Para la restricción actual y para que la  $\beta$  no afecte significativamente al punto de operación a c-d, hacemos que:

$$R_B < 0.1 \beta R_E \quad \text{o} \quad \frac{R_B}{\beta} < 0.1 R_E \quad (\text{III.21})$$

### III.3.5.7. Configuración de E-C con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $R_E$

Ya que para los casos anteriores la polarización (voltaje o corriente) dependía de la  $\beta$ , que está en función de la temperatura, se opta por la red de polarización  $R_1$  y  $R_2$ , que será independiente de la  $\beta$  del transistor. La  $R_E$  es el elemento que sirve para estabilizar el punto Q de operación. Para reafirmar lo antes dicho basta examinar la figura III.34a y encontrar la  $I_B$  en la malla de entrada.

$$I_B = I_{B_i} = \frac{V_{Th_{c-d}}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)}$$

donde  $V_{Th_{c-d}} = V_{BB}$  y  $R_{Th} = R_B$ .

Remplazando  $I_{B_i}$  en  $I_{C_i} = \beta I_{B_i}$  nos queda:

$$I_C = I_{C_i} = \frac{\beta V_{Th_{c-d}}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)}$$

Dividiendo numerador y denominador por  $\beta$  y despreciando la unidad, tenemos:

$$I_C = \frac{V_{Th_{c-d}}}{R_{Th}/\beta + R_E(1 + \beta)/\beta}$$

$$I_C \cong \frac{V_{Th_{c-d}}}{\frac{R_{Th}}{\beta} + R_E}$$

Si  $\beta \gg 1$  y  $R_E \gg \frac{R_B}{\beta}$ , entonces  $I_C$  tiende a  $\frac{V_{Th_{c-d}}}{R_E}$ , que es independiente de  $\beta$ , por lo que podemos concluir que una  $R_E$  grande y una  $R_B$  pequeña también tienden a hacer a  $I_C$  y a Q independientes de  $\beta$ , que es altamente variable.

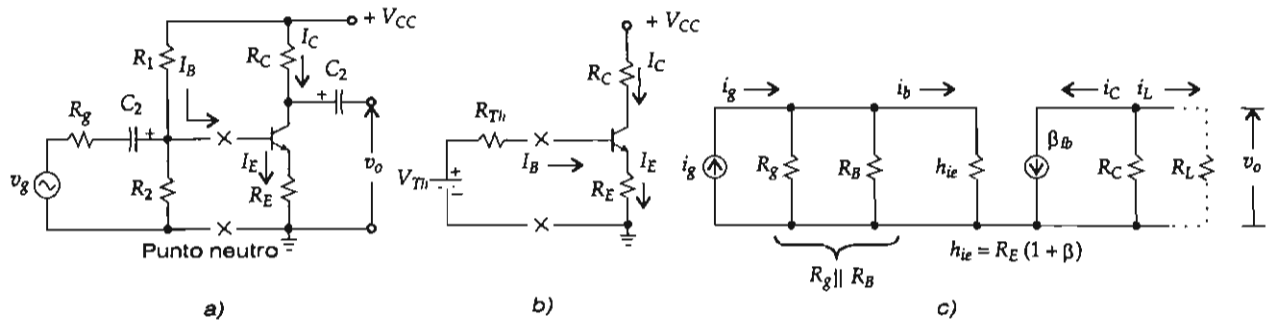


Figura III.35. a) Amplificador de E-C. b) El equivalente de Thévenin. c) El circuito Ebers-Moll.



**Análisis a c-d**

De la figura III.35a, con sólo abrir el circuito donde están las X, obtenemos el equivalente de Thévenin, ya que se considera que en el momento que se abrió el circuito el transistor no trabajaba o no estaba conectado a  $R_1$  y  $R_2$ , esto es, circuito sin carga.

Impedancia de Thévenin:

$$R_{Th} = R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (\text{III.22})$$

Voltaje de Thévenin:

$$V_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (\text{III.23})$$

Recuerde que el teorema de Thévenin dice que en cualquier red eléctrica que contenga elementos tanto pasivos como activos, éstos pueden ser sustituidos por una fuente de voltaje conectada en serie con una resistencia equivalente y que, para encontrar el valor de la fuente de voltaje, se debe hacer a circuito abierto, es decir, sin carga conectada a la red, y para obtener la resistencia equivalente se deben cortocircuitar las fuentes de voltaje y dejar abiertas las fuentes de corriente.

Del circuito de la figura III.35b la sección de entrada es:

$$V_{Th} = V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + I_E R_E = R_B I_B + V_{BE} + (I_B + I_C) R_E \quad \therefore$$

$$V_{Th} = R_B I_B + V_{BE} + (I_B + \beta I_B) R_E = R_B I_B + V_{BE} + I_B (1 + \beta) R_E$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} \text{ en función de la corriente de base.}$$

La ecuación anterior se puede expresar en función de  $I_C$  y, despreciando la unidad, nos queda  $I_C = \beta I_B$ :

$$I_C = \frac{\beta(V_{Th} - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta) R_E} = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E}$$

De la sección de salida del mismo circuito tenemos:  $V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + R_E I_C \quad \therefore$

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{R_E + R_C}$$

De III.22:

$$\frac{R_B}{R_1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

De III.23:

$$\frac{V_{Th}}{V_{CC}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Igualando los despejes de la III.22 y de la III.23:

### Dispositivos amplificadores

$$R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{Th}}$$

De la III.23 obtenemos  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{R_1 V_{Th}}{V_{CC} - V_{Th}}$$

Con las ecuaciones anteriores podemos resolver todo lo relativo a la corriente continua.

#### Análisis a c-a

Para el estudio del circuito a corriente alterna haremos uso de las ecuaciones ya vistas en el amplificador de E-C de la sección III.3.5.4; éstas son:

#### Impedancia de entrada ( $h_{ie}$ )

Sin capacitor  $C_E$ :  $Z_{in} = h_{ie} = R_E(1 + \beta)$

Con el capacitor en paralelo con  $R_E$ , es:  $h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_E}$

#### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

$$A_v = \frac{-R_C}{R_E} = \left| \frac{R_C}{R_E} \right| \quad \text{o} \quad A_v = \frac{-R_C || R_L}{R_E} = \left| \frac{-R_C || R_L}{R_E} \right|$$

Recuerde que para mayor seguridad funcional del transistor se debe utilizar el mínimo valor que espera de  $\beta$ , para lo cual se aconseja emplear la mitad de la que estipula el fabricante.

#### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

$$A_i = \left( \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_g || R_B}{R_g || R_B + R_E(1 + \beta)} \right)$$

$$|A_i| = \frac{i_L}{i_{in}} = \frac{\beta R_B R_C}{(R_B + h_{ie})(R_C + R_L)}$$

La impedancia de entrada total del circuito y de salida:

$$Z_{in_t} = R_g + R_B || h_{ie}$$

$$Z_o = R_C || R_L$$

Otra forma más aproximada a la anterior es la siguiente:

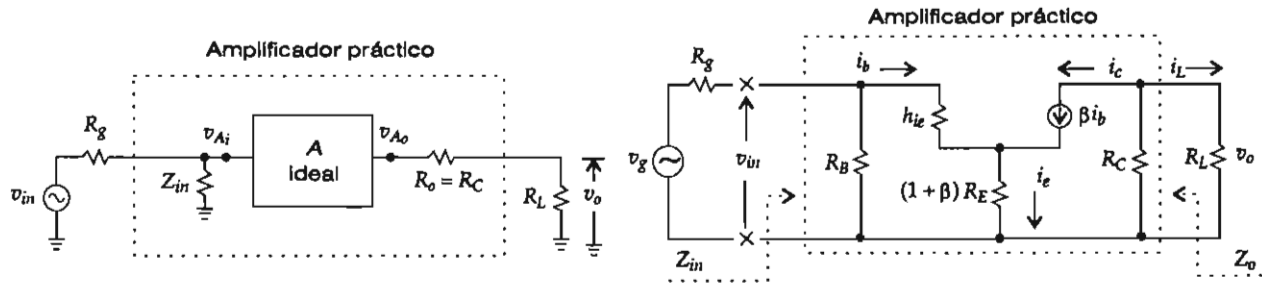


Figura III.35. d) Amplificador de E-C a bloque y el equivalente de Ebers-Moll.

$v_{Ai}$  – Voltaje de entrada al amplificador ideal.

$v_{Ao}$  – Voltaje de salida del amplificador ideal.

Del circuito equivalente de Ebers-Moll obtenemos:

$$Z_{in} = R_B \parallel [h_{ie} + (1 + \beta)R_E]$$

Para la ganancia de voltaje del amplificador ideal se cortocircuita  $R_g$  y se elimina  $R_L$ , esto es:

$$i_b = \frac{v_{in}}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E}, \text{ pero: } v_o = -\beta i_b R_C = -\beta \frac{v_{in}}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E} R_C \quad \therefore$$

$$A_{v_{ideal}} = \frac{v_{Ao}}{v_{Ai}} = \frac{-\beta R_C}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E}$$

La ganancia de voltaje del amplificador práctico es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \left( \frac{v_o}{v_{Ao}} \right) \left( \frac{v_{Ao}}{v_{Ai}} \right) \left( \frac{v_{Ai}}{v_g} \right) = \left( \frac{R_L}{R_L + R_C} \right) \left( \frac{-\beta R_C}{h_{ie} + (1 + \beta)R_E} \right) \left( \frac{Z_{in}}{Z_{in} + R_g} \right)$$

Observe que  $A_{v_{ideal}}$  es ligeramente menor que la obtenida anteriormente, y si  $R_L = R_C$ ,  $Z_{in} = R_g$ , entonces  $A_v = 0.25 A_{v_{ideal}}$  valor numérico bajo.

Para aumentar  $A_v$  se coloca un  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ , lo que hace que el emisor esté a tierra y el término  $(1 + \beta) R_E$  se elimine, aumentando  $A_v$ .

Para la ganancia de corriente  $A_i$  se convierte el equivalente de Thévenin a Norton y por divisores de corriente queda la siguiente expresión:

$$A_i = \frac{i_L}{i_g} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i_g} \right) = \left( \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_g \parallel R_B}{R_g \parallel R_B + h_{ie} + (1 + \beta) R_E} \right)$$

La impedancia de salida es igual a la anterior.

**Ejemplo III.17**

Analicemos el circuito de la figura III.35a, cuyos valores son:  $V_{CC} = 30 \text{ V}$ ,  $R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 79 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 10 \text{ mV}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 3.9 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ . Transistor de silicio.

**Solución**

**A c-d**

$$V_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{27 \cdot 30 \text{ V}}{79 + 27} = 7.64 \text{ V}$$

$$R_{Th} = R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{79 \cdot 27}{79 + 27} = 20.12 \text{ k}\Omega$$

De la figura III.35b anterior:

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_B + R_E(1 + \beta)} = \frac{(7.64 - 0.7) \text{ V}}{(20.12 + 1.5 \cdot 101) \text{ k}\Omega} = 40.4 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \cdot 40.4 \text{ }\mu\text{A} = 4.04 \text{ mA}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.04 + 4.04) \text{ mA} = 4.08 \text{ mA}$$

$$V_E = R_E I_E = 1.5 \text{ k}\Omega \cdot 4.08 \text{ mA} = 6.12 \text{ V}$$

$$V_{R_C} = R_C I_C = 3.9 \text{ k}\Omega \cdot 4.04 \text{ mA} = 15.75 \text{ V}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - V_{R_C} - V_E = (30 - 15.75 - 6.12) \text{ V} = 8.12 \text{ V}$$

El punto de operación es:  $Q(8.12 \text{ V}; 4.04 \text{ mA})$

**A c-a**

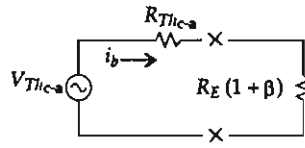
De la figura III.35c anterior:

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B \cdot v_g}{R_B + R_g} = \frac{20.12 \cdot 10 \text{ mV}}{20.12 + 1} = 9.52 \text{ mV}$$

$$R_{Th_{c-a}} + R_g || R_B = 1 || 20.12 = 0.95 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)}$$

## Electrónica II



Circuito equivalente a c-a de entrada.

$$i_b = \frac{9.52 \text{ mV}}{(0.95 + 1.5 \cdot 101) \text{ k}\Omega} = 0.062 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = -\beta i_b = 100 \cdot 0.062 \text{ }\mu\text{A} = 6.23 \text{ }\mu\text{A}$$

$$v_o = -(R_C \parallel R_L) i_C = -1.93 \text{ k}\Omega \cdot 0.00623 \text{ mA} = -12.14 \text{ mV}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-12.14}{9.52} = -1.27 = |1.27|$$

Para la ganancia de corriente usamos divisores de corriente (figura III.35c).

$$A_i = \frac{-i_L}{i_g} = \left( \frac{-i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i_g} \right) = \left( \frac{-R_C \cdot \beta}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)} \right)$$

$$A_i = \left( \frac{-3.9 \cdot 100}{3.9 + 3.9} \right) \left( \frac{0.95}{0.95 + 1.5 \cdot (1 + 100)} \right) = -0.344 \sim (\text{Sin } C_E).$$

Con el capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$  la impedancia de entrada del transistor es más pequeña:

$$h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{100 \cdot 26}{4.08} = 0.636 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + \beta \cdot 26 \text{ mV}/I_E} = \frac{9.52 \text{ mV}}{(0.952 + 0.637) \text{ k}\Omega} = 6 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 100 \cdot 0.006 \text{ }\mu\text{A} = 0.6 \text{ mA}$$

El voltaje de salida a c-a es:  $v_o = -(R_C \parallel R_L) \cdot i_C = -1.95 \text{ k}\Omega \cdot 0.6 \text{ mA} = -1.17$ , y la nueva ganancia de voltaje llega a ser ahora de:

$$A_v = \frac{-v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-1.170}{9.52} = -122.9$$

La ganancia de corriente con los nuevos valores también aumenta, esto es:

$$A_i = \left( \frac{-R_C \cdot \beta}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + \beta \cdot 26 \text{ mV} / I_E} \right) = \left( \frac{-3.9 \cdot 100}{3.97 + 3.9} \right) \left( \frac{0.952}{0.952 + 0.637} \right) = -30$$

La impedancia de entrada del circuito sin el capacitor  $C_E$  es:

$$Z_{in_C} = R_B \parallel R_E(1 + \beta) = 20.12 \parallel 152.42 = 17.77 \text{ k}\Omega$$

Con el capacitor conectado en paralelo con  $R_E$ , será:

$$Z_{in_C} = R_B \parallel \beta \cdot 26 \text{ mV} / I_E = 20.12 \parallel 0.637 = 0.617 \text{ k}\Omega$$

Para la impedancia de salida se emplea  $Z_o = R_C \parallel R_L = 3.9 \parallel 3.9 = 1.95 \text{ k}\Omega$ .

### Ejemplo III.18

Diseñemos el circuito de la figura III.35a si:

$$V_{CC} = 24 \text{ V}, \quad \beta = 50, \quad Q(15 \text{ V}; 1.5 \text{ mA}), \quad R_C = 3.9 \text{ k}\Omega,$$

$$R_L = 1 \text{ k}\Omega, \quad v_g = 10 \text{ mV}_{p-p}, \quad R_g = 5 \text{ k}\Omega, \quad S_{I_C} = 5.$$

Transistor de silicio.

### Solución

**A c-d**

Por la LKV:  $V_E = V_{CC} - R_C I_C - V_{EC} = 24 \text{ V} - 3.9 \cdot 1.5 - 15 \text{ V} = 3.15 \text{ V}$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.5 \text{ mA}}{50} = 30 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = 1.53 \text{ mA}$$

Los valores del resistor de emisor  $R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3.15 \text{ V}}{1.53 \text{ mA}} = 2.05 \text{ k}\Omega$ .

Para determinar el valor de  $R_B$  empleamos la siguiente expresión:

$$R_B = \frac{R_E(S_{I_C} - 1)}{1 - S_{I_C}(1 - \alpha)} = \frac{2.05 \cdot 4}{0.9} = 9.11 \text{ k}\Omega$$

De la figura III.35b obtenemos el siguiente voltaje equivalente a c-d y los valores de  $R_1$  y  $R_2$ .

$$V_{Th_{c-a}} = R_B I_B + V_{BE} + V_E = 9.11 \cdot 0.03 + (0.7 + 3.15) \text{ V} = 4.1 \text{ V}$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  son:

$$R_1 = \frac{R_{Th} V_{CC}}{V_{Th}} = \frac{R_B V_{CC}}{V_{Th}} = \frac{9.11 \text{ k}\Omega \cdot 24}{4.12} = 53 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 V_{Th}}{V_{CC} - V_{Th}} = \frac{53 \text{ k}\Omega \cdot 4.1}{19.88} = 10.9 \text{ k}\Omega$$

**A c-a**

**Ganancia de voltaje ( $A_v$ )**

A c-a la fuente directa de  $V_{CC}$  se cortocircuita al igual que los capacitores.

Por el teorema de Thévenin:

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B v_g}{R_B + R_g} = \frac{9.11 \cdot 10 \text{ mV}_{p-p}}{9.11 + 5} = 6.46 \text{ mV}_{p-p}$$

$$R_{Th_{c-a}} = \frac{R_B R_g}{R_B + R_g} = \frac{9.11 \cdot 5}{9.11 + 5} = 3.23 \text{ k}\Omega$$

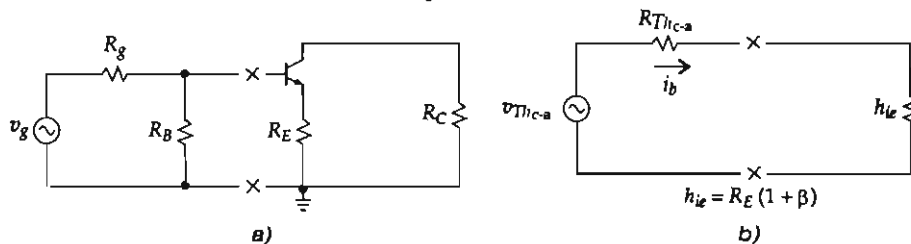


Figura III.36. Circuitos equivalentes de un E-C para la  $A_v$ .

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)} = \frac{6.46 \text{ mV}_{p-p}}{(3.23 + 2.05 \cdot 51) \text{ k}\Omega} = 0.059 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 50 \cdot 0.059 \text{ mA} = 2.99 \text{ }\mu\text{A}$$

$$v_o = -(R_C || R_L) i_C = 0.79 \text{ k}\Omega \cdot 2.990 \text{ }\mu\text{A} = -2.38 \text{ mV}_{p-p}$$

$$A_v = \frac{-v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-2.38}{6.46} = -0.36 = |0.36|$$

La baja ganancia de voltaje se debe a que  $h_{ie} = R_E(1 + \beta)$  es muy grande, por no tener un capacitor de emisor en paralelo con  $R_E$ . Si lo colocamos tendremos  $h_{ie} = \frac{50 \cdot 26 \text{ mV}}{1.53 \text{ mA}} = 0.849 \text{ k}\Omega$ , lo cual

aumentará la  $A_v$ . Al aplicarle señal en la entrada, el capacitor se cortocircuita y obtenemos la nueva ganancia de voltaje.

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + h_{ie}} = \frac{6.46 \text{ mV}}{(3.23 + 0.849) \text{ k}\Omega} = 1.58 \mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 50 \cdot 1.58 \mu\text{A} = 79.1 \mu\text{A}$$

$$v_o = -(R_C \parallel R_L) i_C = -0.79 \text{ k}\Omega \cdot 0.079 \text{ mA} = -62.4 \text{ mV}_{p-p}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-62.4}{6.46} = -9.65 = |9.65|$$

Observe que esta última ganancia de voltaje es bastante ventajosa respecto a la anterior, que era de 0.36; esto con el simple hecho de colocar un capacitor en paralelo con  $R_E$  de algunas decenas de  $\mu\text{f}$ .

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

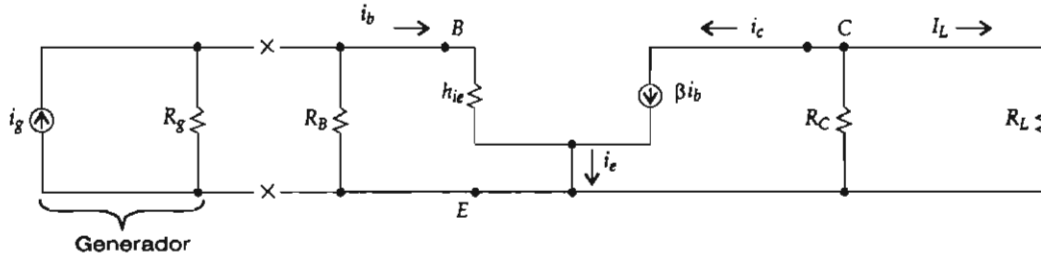


Figura III.36. c) Circuito Ebers-Moll de corriente del E-C.

$$A_i = \frac{i_L}{i_g} = \left[ \frac{i_L}{i_b} \right] \left[ \frac{i_b}{i_g} \right]$$

Haciendo divisores de corriente para cada caso, tenemos:

$$\frac{i_L}{i_b} = \frac{-\beta \cdot R_C}{R_C + R_L} = \frac{50 \cdot 3.9}{3.9 + 1} = -39.79$$

$$\frac{i_b}{i_g} = \frac{R_g \parallel R_B}{R_g \parallel R_B + h_{ie}} = \frac{5 \parallel 9.15}{5 \parallel 9.15 + 102.5} = \frac{3.23}{3.23 + 102.5} = 0.03$$

La expresión anterior fue calculada considerando que no tiene capacitor el  $R_E$ . La ganancia de corriente es:

$$A_i = (-39.79)(0.03) = -1.21$$

Al colocar el capacitor al  $R_E$  tenemos la impedancia del transistor del valor siguiente:  $h_{ie} = 0.849 \text{ k}\Omega$ . La ganancia de corriente aumenta.

$$A_i = -39.79 \cdot 0.849 = -33.78$$



**Impedancia de entrada del circuito ( $Z_{inC}$ )**

$$Z_{inC} = R_g + R_B || h_{ie} = (5 + 9.09 || 0.84) \text{ k}\Omega = 5.76 \text{ k}\Omega.$$

**Impedancia de salida ( $Z_o$ )**

$$Z_o = R_C || R_L = 0.79 \text{ k}\Omega$$

**Ejemplo III.19**

Del circuito de la figura III.37 calculemos a c-d la estabilidad de los puntos de operación de cada uno de los transistores.

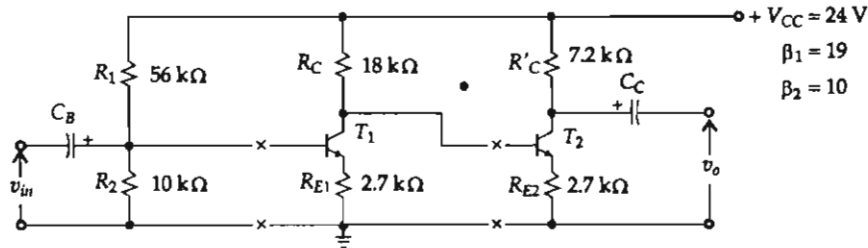


Figura III.37. Amplificador de dos etapas de E-C.

**Solución**

**A c-d**

Por el teorema de Thévenin a circuito abierto en la base de  $T_1$ , tenemos:

$$R_{Th1} = R_1 || R_2 = 56 || 10 = 8.48 \text{ k}\Omega$$

$$V_{Th1} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 24}{76} = 3.63 \text{ V}$$

$$I_{B1} = \frac{V_{Th1} - V_{BE1}}{R_{Th1} + R_{E1}(1 + \beta_1)} = \frac{(3.63 - 0.7) \text{ V}}{(8.48 + 2.7 \cdot 20) \text{ k}\Omega} = 46.9 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} = 19 \cdot 0.0459 \text{ mA} = 0.89 \text{ mA}$$

$I_{C1}$  es una fuente de corriente constante cuya impedancia equivalente Thévenin es  $R_{C1} = R_{Th1}$ , entonces:

$$V_{RC} = R_C I_{C1} = 18 \text{ k}\Omega \cdot 0.89 \text{ mA} = 16.02 \text{ V}$$

y el voltaje en el resistor de emisor respecto a tierra es:

$$V_{E1} = R_{E1} I_{C1} = R_{E1} (I_{B1} + I_{C1}) = 2.7 \text{ k}\Omega \cdot 0.936 \text{ mA} = 2.52 \text{ V}$$

$$V_{EC1} = V_{CC} - V_{RC1} - V_{E1} = (24 - 16.02 - 2.52) \text{ V} = 5.46 \text{ V}$$

El punto de operación del primer transistor es  $Q_1(5.46 \text{ V}; 0.89 \text{ mA})$ .

Para  $T_2$  el voltaje a circuito abierto en la base es:

$$V_{Th2} = V_{CC} - R_C I_{C1} = (24 - 18 \cdot 0.89) \text{ V} = 7.98 \text{ V}$$

y conectando la carga,  $I_{B2}$  será:

$$I_{B2} = \frac{V_{Th2} - V_{BE2}}{R_{C1} + R_{E2}(1 + \beta_2)} = \frac{7.98 - 0.7}{18 + 2.7 \cdot 11} = 152.6 \mu\text{A}$$

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} = 10 \cdot 0.152 \text{ mA} = 1.52 \text{ mA}$$

$$V_{R'_C} = R'_C \cdot I_{C2} = 7.2 \text{ k}\Omega \cdot 1.52 \text{ mA} = 10.98 \text{ V}$$

$$V_{E2} = R_{E2}(I_{B2} + I_{C2}) = 2.7 \text{ k}\Omega(0.152 + 1.52) \text{ mA} = 4.51 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{CC} - V_{RC2} - V_{E2} = (24 - 10.98 - 4.51) \text{ V} = 8.5 \text{ V}$$

El punto de operación para  $T_2$  es  $Q_2(8.5 \text{ V}; 1.52 \text{ mA})$ .

### Ejemplo III.20

Analicemos el circuito de la figura III.38 para calcular  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $V_{EC}$ ,  $v_o$ ,  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$ ,  $Z_o$ .

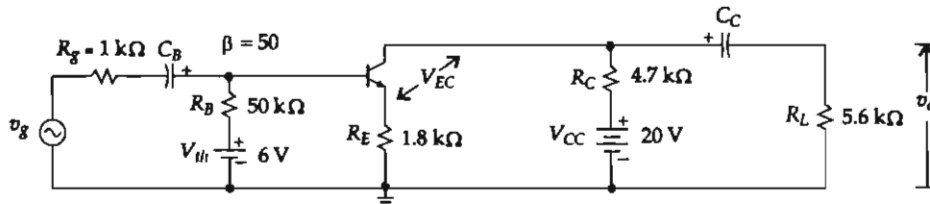


Figura III.38. a) Amplificador de E-C con polarización de divisor de voltaje.

### Solución

A c-d

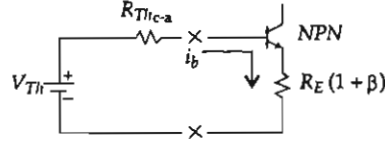
Abriendo la base del transistor y por Thévenin tenemos:

$$V_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}; \quad R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Igualando ambas ecuaciones:

$$\frac{V_{Th}}{V_{CC}} = \frac{R_{Th}}{R_1} \quad \therefore R_1 = \frac{R_{Th} V_{CC}}{V_{Th}} = \frac{R_B V_{CC}}{V_{Th}} = \frac{50 \text{ k}\Omega \cdot 20}{6} = 166.6 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_{Th} R_1}{V_{CC} - V_{Th}} = \frac{6 \cdot 166.6 \text{ k}\Omega}{20 - 6} = 71.4 \text{ k}\Omega$$



$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)} = \frac{6 \text{ V} - 0.7}{[50 + 1.8(1 + 50)] \text{ k}\Omega} = 37.3 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 37.3 \text{ }\mu\text{A} = 1.86 \text{ mA} \approx I_E$$

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_E + R_C) = 20 \text{ V} - 1.86(1.8 + 4.7) = 7.85 \text{ V}$$

El punto de trabajo a c-d del transistor es  $Q(7.85 \text{ V}; 1.86 \text{ mA})$ .  
La caída de voltaje a través de  $R_E$  se toma como:

$$V_E = R_E I_E = R_E(I_B + I_C) = 1.8 \text{ k}\Omega \cdot 1.897 \text{ mA} = 3.41 \text{ V}$$

El voltaje a través del resistor de carga  $R_C$  es:

$$V_{R_C} = R_C I_C = 4.7 \text{ k}\Omega \cdot 1.86 \text{ mA} = 8.74 \text{ V}$$

A c-a se emplea la figura III.38b:

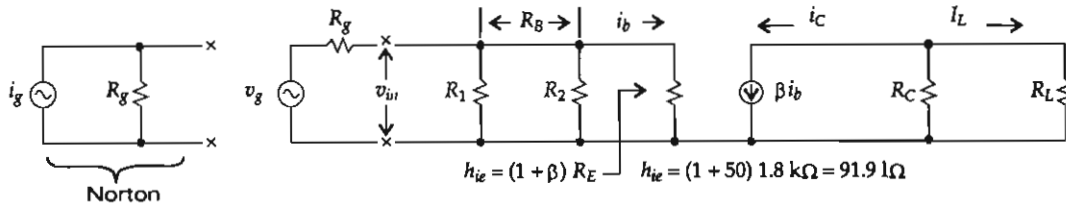


Figura III.38. b) Circuito para calcular la ganancia de voltaje y de corriente.

La ganancia de voltaje está dada por:

$$A_v = \left( \frac{v_o}{v_g} \right) = \left( \frac{v_o}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{v_g} \right)$$

Por la ley de Ohm:  $v_o = -(R_C || R_L) i_c = -(4.7 || 5.6) 1.86 = -4.75 \text{ V}_{p-p}$ .  
Aplicando el divisor de voltaje en la entrada:

$$v_{in} = \frac{R_B || h_{ie} \cdot v_g}{R_B || h_{ie} + R_g}$$

pero:

$$v_{in} = h_{ie} \cdot i_b = \frac{R_B \parallel h_{ie} \cdot v_g}{R_B \parallel h_{ie} + R_g}$$

De  $v_o$  y despejando  $v_g$  de la ecuación anterior tenemos:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{-(R_C \parallel R_L) \beta i_b}{\frac{h_{ie} \cdot i_b (R_B \parallel h_{ie} + R_g)}{R_B \parallel h_{ie}}} = (-\beta R_C \parallel R_L) \left( \frac{R_B \parallel h_{ie}}{h_{ie} (R_B \parallel h_{ie} + R_g)} \right)$$

Sustituyendo los valores anteriores nos queda:

$$|A_v| = 50(4.7 \parallel 5.6) \left( \frac{50 \parallel 91.8}{91.8(50 \parallel 91.8 + 1)} \right) = 1.34$$

Observe que la ganancia es pequeña a causa de  $R_g$  y de  $h_{ie}$ . Para mejorar la ganancia se coloca un capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ ; sin embargo, se puede decir que  $R_E$  proporciona *retroalimentación negativa* a c-d o a frecuencia cero. Imagínese un transistor PNP con  $R_E$ ; el diodo de emisor se estaría realimentando a través de  $R_E$ , lo que hace que la señal de entrada se *distorsione*, así que se la desvía colocando  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ .

Para estabilizar la ganancia de corriente y de voltaje, así como para elevar la impedancia de entrada, se acostumbra colocar otro resistor  $R_{E2}$  en serie con el paralelo de  $R_{E1}$  y  $C_E$ , lo que hará que la impedancia externa neta de emisor sea ahora  $R_{E1} + R_{E2}$ , haciendo con esto que la curva de respuesta tienda a aplanarse.

Para nuestro estudio suponemos que la reactancia capacitiva de  $C_E$  es despreciable, pues en los rangos de frecuencias altas y media  $X_{CE} \approx 0$ ; por lo que  $R_{E1}$  está efectivamente en cortocircuito, ya que si decimos que la frecuencia tiende a ser alta o media, sucede lo siguiente:

$$\text{Si } f \rightarrow \infty, \text{ entonces } X_{CE} = \frac{1}{2\pi f C_E} = \frac{1}{\infty} \rightarrow 0 (\Omega)$$

Si la frecuencia es muy baja o tiende a cero, entonces:

$$X_{CE} = \frac{1}{2\pi f C_E} = \frac{1}{0} \rightarrow \infty (\Omega)$$

Con lo anterior se pretende indicar que a frecuencias medias y altas el  $C_E$  se cortocircuita y manda el emisor del transistor a tierra, aumentando  $A_v$  y  $A_i$ , pues  $h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{EQ}}$  y no  $(1 + \beta)R_E$ .

Para una baja frecuencia la impedancia neta en paralelo en el conductor de emisor aumenta y la distorsión de la señal de entrada hace que la respuesta a baja frecuencia descienda, es decir, que no sea constante.

La nueva impedancia de entrada vista hacia la base del BJT:

$$h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{EQ}} = \frac{50 \cdot 26 \text{ mV}}{1.86 \text{ mA}} = 0.699 \text{ k}\Omega$$

Y la ganancia de voltaje será:

$$|A_v| = (-\beta R_C || R_L) \left( \frac{R_B || h_{ie}}{h_{ie}(R_B || h_{ie} + R_g)} \right)$$

$$A_v = -50(4.7 || 5.6) \left( \frac{50 || 0.699}{0.699(50 || 0.699 + 1)} \right) = -76.5 = |76.5|$$

La señal de voltaje de entrada requerida para obtener la ganancia anterior es:

$$v_g = \frac{-v_o}{A_v} = \frac{4.75 \text{ V}_{p-p}}{76.5} = 62 \text{ mV}_{p-p}$$

Para la ganancia de corriente utilizamos el circuito anterior con la fuente de corriente de Norton:

$$|A_i| = \frac{i_L}{i_g} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i_g} \right) = \left( \frac{-\beta R_C}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_g || R_B}{R_g || R_B + h_{ie}} \right)$$

$$|A_i| = \left( \frac{-50 \cdot 4.7}{4.7 + 5.6} \right) \left( \frac{1 || 50}{1 || 50 + 0.699} \right) = 13.3$$

Hasta aquí hemos estudiado el amplificador de E-C en función de la señal del generador, así como de su resistencia, elementos que hacen que las ganancias de voltaje y de corriente sean pequeñas, numéricamente hablando. Sin embargo, ahora trataremos el amplificador en función de las rectas de carga estática ( $R_{c-d}$ ) y de la externa ( $R_L$ ), pues, a fin de cuentas, es lo que se desea alimentar al diseñar cualquier clase de amplificador de corriente o de voltaje (como es el caso de los bulbos).

### III.3.5.8. Configuración de E-C con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $R_E$ en función de las rectas de carga

Antes de empezar a discutir las líneas de carga para el E-C, debemos subrayar que los métodos de polarización para el E-C son idénticos a la configuración de B-C analizados en la sección III.2.7.1.

#### Análisis a c-d

##### Recta de carga a c-d

**Sección de entrada.** Para la malla de la figura III.39 y por sustitución de ecuaciones obtenemos las expresiones ya estudiadas en la sección anterior:

$$V_{BB} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E = R_B I_B + V_{BE} + R_E (1 + \beta) I_B \quad \therefore I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (1 + \beta) R_E} \quad \text{pero } I_C = \beta I_B.$$

### Dispositivos amplificadores

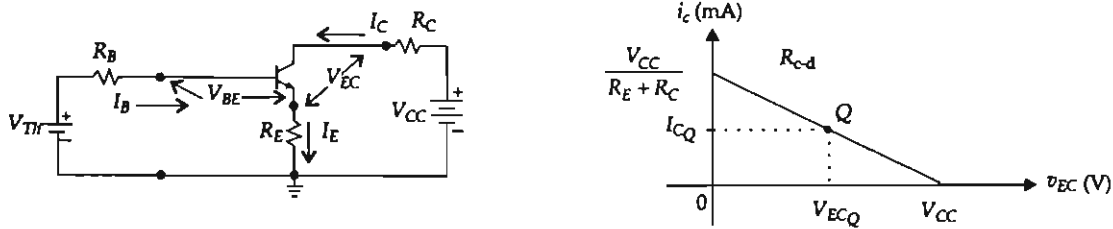


Figura III.39. Amplificador de E-C con  $R_E$  y su recta de carga a c-d.

$$I_{CQ} = \frac{\beta(V_{BB} - V_{BE})}{R_B + (1 + \beta)R_E} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta}$$

El voltaje equivalente de Thévenin y su resistencia está dada por:

$$V_{Th} = V_{BB} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$R_{Th} = R_B = R_1 || R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Despejando  $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$  de ambas ecuaciones e igualando los segundos miembros:

$$\frac{V_{Th}}{V_{CC}} = \frac{R_B}{R_1} \quad \therefore R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{Th}}$$

y de cualquiera de las dos ecuaciones a esta última tendremos el valor de  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{R_1 V_{BB}}{V_{CC} - V_{BB}}$$

Si queremos poner  $R_2$  en función de  $R_{Th}$ , sustituimos el valor de  $R_1$  en el voltaje de Thévenin, esto es:

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = \frac{R_B}{1 - V_{BB}/V_{CC}}$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  son necesarios para determinar la localización del punto de operación  $Q$ .

El propósito de conocer  $R_{Th} = R_B$  y  $V_{Th} = V_B$  es fijar el punto de operación de  $I_{BQ}$  en el lugar adecuado para la polarización del amplificador.

La estabilidad está relacionada con la sensibilidad segura de ciertos resultados de operación a los cambios de los parámetros de entrada, de aquí que se tome la siguiente relación:

$$R_B < 0.1 \beta R_E$$

Lo anterior impide que las variaciones significativas de  $\beta$  afecten el punto de trabajo de  $Q$ .

Sustituyendo la ecuación anterior en  $I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta}$  obtenemos  $I_{CQ}$  en función del voltaje equivalente de Thévenin, esto es:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + 0.1 \beta R_E / \beta} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{1.1 R_E}$$

*Sección de salida.* En la figura III.39a usamos la malla derecha:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} + R_E I_E$$

Como  $I_C \cong I_E$ , entonces:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{R_E + R_C}$$

Para el trazo de la línea de carga a c-d obtenemos dos intersecciones, esto es:

$$\text{cuando } I_C \cong I_E = 0, V_{EC} = V_{CC}, \text{ y cuando } V_{EC} = 0, I_C = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$$

Tomando solamente la componente directa de la ecuación III.24 resulta:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_E + R_C}$$

donde la resistencia a c-d es:

$$R_{c-d} = R_E + R_C$$

La ecuación III.24 también se puede escribir en función de las variaciones de voltaje y de corriente respecto al tiempo (figura III.39b), es decir:

$$i_C = \frac{1}{R_{c-d}} (V_{CC} - v_{EC})$$

Para el diseño de los amplificadores con transistores, usualmente deseamos la máxima oscilación del voltaje de salida sin distorsión; es decir, hacemos operar el transistor en la parte lineal de las curvas características de salida.

Si la señal de entrada del generador o de una etapa anterior a la estudiada de c-a es simétrica a cero, entonces podemos conseguir la máxima oscilación en el lugar del punto Q, en el centro de la línea de carga. Así:

$$V_{ECQ} = V_{CC}/2$$

### Recta de carga a c-a

Ahora tomamos la componente alterna de la ecuación III.24 donde  $I_C$  es  $i_C$  y  $V_{EC} = v_{EC}$ , es decir, se anula la componente directa.

$$i_C = \frac{v_{EC}}{R_E + R_C \parallel R_L}$$

Cuando la carga es acoplada al transistor a través de un capacitor  $C_C$  y el  $R_E$  se deja sin el paralelo con  $C_E$ , obtenemos la recta de carga a c-a:

$$R_{c-a} = R_E + R_C \parallel R_L$$

Si al resistor de emisor se le conecta en paralelo el capacitor  $C_E$ , entonces la resistencia se reduce a:

$$R_{c-a} = R_C \parallel R_L$$

La línea de carga a c-a tiene una pendiente de  $-1/R_{c-a}$ . De aquí que para un valor cero de la señal de entrada a c-a en el lugar del punto de operación  $Q$ , la línea a c-a se intersecta con la línea a c-d en el punto  $Q$ .

Analizando la figura III.39c y por medio de la recta de carga que pasa por un punto, tenemos:

$$(i_C - I_{CQ}) = \frac{-(v_{EC} - V_{ECQ})}{R_{c-a}} \quad \therefore i_C = \frac{-v_{EC}}{R_{c-a}} + \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} + I_{CQ}$$

donde la intersección de la línea de carga con el eje vertical es:

$$I'_C = \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} + I_{CQ}$$

y con el eje horizontal:

$$V'_{CC} = V_{ECQ} + R_{c-a} I_{CQ}$$

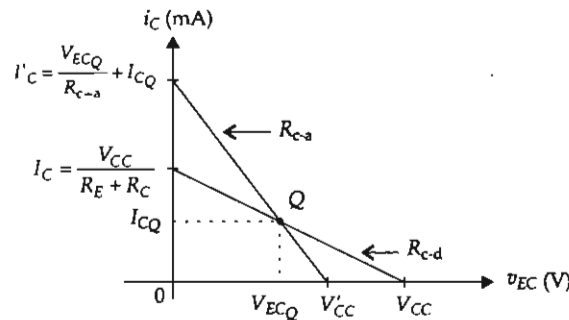


Figura III.39. c) Recta de carga a c-d y a c-a.

### Elección de la línea de carga para el máximo voltaje de salida

Para el diseño de los amplificadores siempre deseamos el voltaje máximo de oscilación, sin que nos produzca distorsión en la salida. Esto es posible si el punto de trabajo  $Q$  lo fijamos en el centro de la recta de carga a c-a, de modo que:



$$I'_C = \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} + I_{CQ} = 2I_{CQ}$$

donde:

$$I_{CQ} = \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}}$$

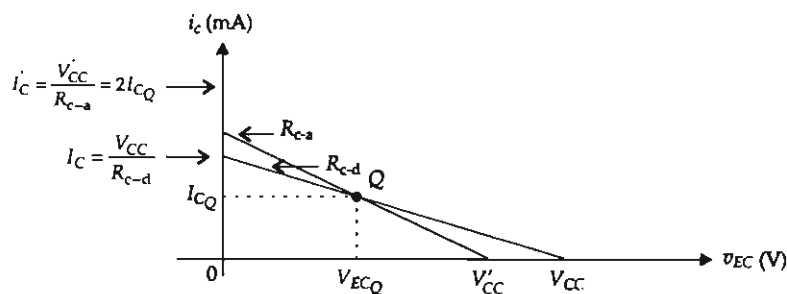


Figura III.39. d) Líneas de carga para la máxima oscilación a c-a.

Las ecuaciones de las líneas de carga a c-d y c-a están representadas por las ecuaciones:

$$I_{CQ} = \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}}$$

$$i_C = \frac{1}{R_{c-d}}(V_{CC} - v_{EC})$$

$$i_C = \frac{-v_{EC}}{R_{c-a}} + \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} + I_{CQ}$$

Sustituyendo  $I_{CQ} = \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}}$  e  $i_C = \frac{1}{R_{c-d}}(V_{CC} - v_{EC})$  en la última de las tres ecuaciones anteriores, e igualando  $R_{c-d}$  con  $R_{c-a}$ , nos queda:

$$\frac{V_{CC}}{R_{c-d}} - \frac{v_{EC}}{R_{c-d}} = \frac{-v_{EC}}{R_{c-a}} + 2 \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} \quad \therefore$$

$$V_{ECQ} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{c-d}}{R_{c-a}}} \quad (III.25)$$

Haciendo las mismas operaciones anteriores obtenemos  $I_{CQ}$  en función de las rectas de carga

$$\frac{V_{CC}}{R_{c-d}} - \frac{v_{EC}}{R_{c-d}} = \frac{-v_{EC}}{R_{c-a}} + 2 I_{CQ} \quad \therefore$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{2R_{C-d}} = \frac{V_{CC}}{R_{C-a} + R_{C-d}}$$

La intersección de la línea de carga a c-a con el eje de voltaje es:

$$V'_{CC} = V_{ECQ} + R_{C-a}I_{CQ}$$

Sustituyendo ahora la III.25 e  $I_{CQ}$  en función de las rectas de carga en la ecuación anterior, obtenemos:

$$V'_{CC} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{C-d}}{R_{C-a}}} + \frac{R_{C-a}V_{CC}}{R_{C-a} + R_{C-d}} = \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{C-d}}{R_{C-a}}} + \frac{V_{CC}}{1 + \frac{R_{C-d}}{R_{C-a}}}$$

$$V'_{CC} = 2V_{ECQ}$$

Los resultados de  $V'_{CC}$  e  $I_C$  corresponde a lo esperado a partir de la figura III.39d.

### Análisis a c-a

Para el estudio de los parámetros de la configuración de E-C en función de las líneas de carga, utilizamos la siguiente figura:

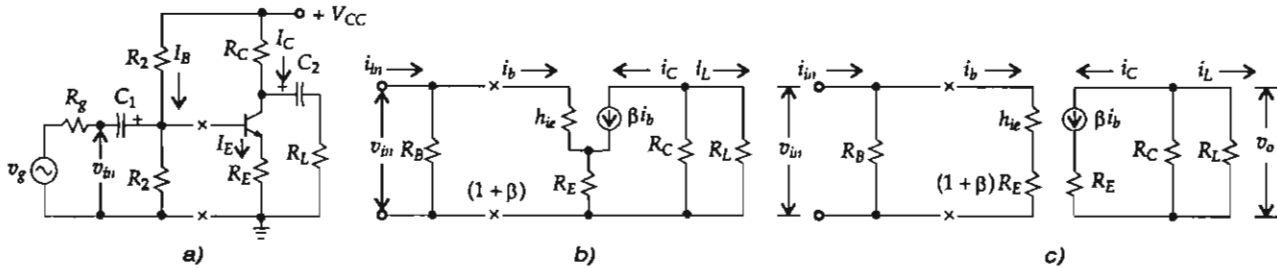


Figura III.40. a) E-C. b) E-C a c-a. c) Entrada y salida por separado.

### Impedancia de entrada

De la figura III.40c anterior obtenemos la impedancia de entrada, que es:

$$Z_{in} = \frac{v_{in}}{i_{in}} = R_B || [h_{ie} + (1 + \beta)R_E] = \frac{R_B \cdot h_{ie} \cdot (1 + \beta)R_E}{R_B + h_{ie} + (1 + \beta)R_E}$$

La ecuación también puede quedar como sigue, usando la conversión de parámetros híbridos:

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} \Rightarrow Z_{in} = \frac{R_B(h_{ib} + R_E)}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta}$$

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

De la figura III.40b anterior la ganancia de corriente queda definida por:

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \left( \frac{i_L}{i_b} \right) \left( \frac{i_b}{i_{in}} \right)$$

Usando divisores de corriente y sustituyendo en la ecuación anterior tenemos:

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \left( \frac{i_b}{i_{in}} \right) \left( \frac{i_L}{i_b} \right) = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} \right) \left( \frac{-R_C}{R_C + R_L} \right)$$

Al colocar un capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ , la ganancia de corriente aumenta, esto es:

$$A_i = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_B/\beta} \right) \left( \frac{-R_C}{R_C + R_L} \right)$$

### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

La ganancia de voltaje se define por la razón que existe del voltaje de salida respecto al de entrada, esto es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}}$$

De la figura III.40b anterior y por la ley de Ohm sustituimos en  $A_v$ :

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{i_L R_L}{i_{in} Z_{in}} = A_i \frac{R_L}{Z_{in}}$$

Al sustituir  $Z_{in}$  y  $A_i$  en esta última ecuación, obtenemos la ganancia de voltaje sin el  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ , esto es:

$$A_v = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} \right) \left( \frac{-R_C}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_L}{\frac{R_B(h_{ib} + R_E)}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta}} \right)$$

Simplificando numerador y denominador nos queda:

$$A_v = \frac{-R_B (R_C || R_L)}{R_B(h_{ib} + R_E)} = \frac{-R_C || R_L}{h_{ib} + R_E}$$

Al colocar  $C_E$  en paralelo con  $R_E$  la ganancia de voltaje aumenta y lo hace más todavía si no tiene  $R_L$ , esto es:

$$A_v = \frac{-R_C || R_L}{h_{ib}} \text{ o } A_v = \frac{-R_C}{h_{ib}}$$

### Impedancia de salida ( $Z_o$ )

Recuerde que la figura III.40c anterior tiene un  $r_{co}$  (resistencia del diodo de base-colector polarizado inversamente) en paralelo con la fuente de corriente  $\beta i_b$ , que es mucho mayor que  $R_C$ ; nos queda lo siguiente:

$$Z_o = R_C || R_L$$

La máxima potencia disipada por el transistor será cuando no se le aplique la señal de entrada, es decir, va a depender de la amplitud de dicha señal. Se considera que el transistor disipará una potencia media entre  $V_{ECQ}I_{CQ}$  y el valor medio de ésta. De aquí que el transistor se seleccione para una señal de entrada cero. Así que la máxima potencia es:

$$P_{D_{\text{Tran-media}}} = V_{ECQ}I_{CQ}$$

### Ejemplo III.21

Analicemos el siguiente circuito, cuyos datos son:  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $R_1 = 5.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 180$ ,  $R_C = R_L = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_E = 120 \Omega$ .

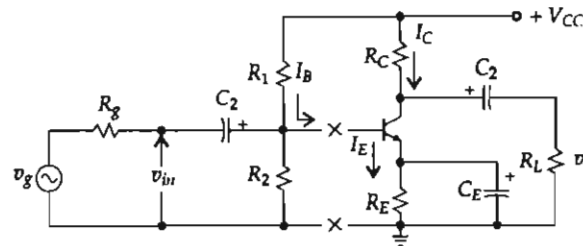


Figura III.41. Amplificador de E-C con  $R_E$ .

### Solución

Abriendo la base del BJT y por el teorema de Thévenin obtenemos:

$$V_{BB} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{1.5 \cdot 5 \text{ V}}{5.6 + 1.5} = 1.05 \text{ V}$$

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{5.6 \cdot 1.5}{5.6 + 1.5} = 1.18 \text{ k}\Omega$$

Para comprobar si el amplificador mantiene la estabilidad usamos:

$$R_B < 0.1 \beta R_E = 0.1 \cdot 180 \cdot 0.12 = 2.16 \text{ k}\Omega$$

Puesto que la desigualdad es correcta por ser  $R_B$  menor al producto de  $0.1 \beta R_E$ , la tendencia de la estabilidad se mantiene.

Para determinar el punto de operación  $Q$  empleamos:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta} = \frac{(1.05 - 0.7) \text{ V}}{120 + 1\,180/180} = 2.67 \text{ mA}$$

y la impedancia de la unión del diodo de emisor con la base es:

$$h_{ib} = \frac{26 \text{ mV}}{I_{CQ}} = \frac{26 \text{ mV}}{2.76 \text{ mA}} = 9.42 \, \Omega$$

Las rectas de carga a c-a y a c-d están dadas por  $R_{c-a} = R_C \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 500 \, \Omega$  (note que no se le agrega  $R_E$ , porque tiene el  $C_E$ ).

$$R_{c-d} = R_C + R_E = (1 + 0.12) \text{ k}\Omega = 1.12 \text{ k}\Omega$$

El  $V_{ECQ}$  lo encontramos por medio de la ecuación:

$$V_{ECQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{c-d} = 5 \text{ V} - 2.78 \cdot 1.12 = 1.9 \text{ V}$$

La intersección de la recta de carga a c-a con el eje de voltaje y de corriente es:

$$V'_{CC} = V_{EC} - R_{c-a} I_{CQ} = 1.9 \text{ V} + 0.5 \cdot 2.76 = 3.28 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = I_{CQ} + \frac{V_{ECQ}}{R_{c-a}} = 2.76 \text{ mA} + \frac{1.9}{0.5} = 6.56 \text{ mA}$$

Ya que el punto de operación  $Q$  está en la parte media inferior de la línea de carga a c-a, la máxima oscilación posible del voltaje de salida está dada por:

$$v_o = 2(I_{CQ} - 0.05 I'_C)(R_C \parallel R_L) = 2(2.76 - 0.05 \cdot 6.56) \text{ mA} \cdot 0.5 \text{ k}\Omega = 2.43 \text{ V}_{p-p}$$

La intersección de la recta de carga a c-d con el eje  $i_C$  es:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}} = \frac{5 \text{ V}}{1.12 \text{ k}\Omega} = 4.46 \text{ mA}$$

La impedancia de entrada del circuito la obtenemos por medio de:

$$Z_{i_c} = \frac{R_B(h_{ib} + R_E)}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} = \frac{1\,180(9.42 + 120)}{9.42 + 120 + 1\,180/180} = 1.12 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de corriente está dada por:

### Dispositivos amplificadores

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} \right) \left( \frac{-R_C}{R_C + R_L} \right) = \frac{-1\,180}{9.42 + 120 + 1\,180/180} \cdot 0.5 = |4.3|$$

Con el capacitor en paralelo con  $R_E$  aumenta la ganancia; veamos:

$$A_i = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_B/\beta} \right) \left( \frac{-R_C}{R_C + R_L} \right) = \frac{1\,180}{9.42 + 1\,180/180} \cdot 0.5 = |36.9|$$

La ganancia de voltaje sin  $C_E$  sería:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_{in}} = 4.33 \frac{1}{1.12} = 3.86$$

o utilizando:

$$A_v = \frac{-(R_C || R_L)}{h_{ib} + R_E} = \frac{-500}{129.42} = |3.86|$$

El aumento en la ganancia de voltaje es mucho mayor con el  $C_E$  conectado en paralelo con  $R_E$ , así:

$$A_v = \frac{-(R_C || R_L)}{h_{ib}} = \frac{-500}{9.42} = |53|$$

La impedancia de salida es simplemente:

$$Z_o = R_C || R_L = 0.5\,k\Omega$$

El alumno debe trazar en papel milimétrico  $Q$  y las rectas de carga a c-a y c-d. Con la gráfica, observará que la máxima potencia disipada será cuando no se le aplique la señal de entrada.

La máxima potencia disipada por el transistor es:

$$P_{DT} = V_{ECQ} I_{CQ} = 1.9\,V \cdot 2.76\,mA = 5.24\,mW$$

### Ejemplo III.22

Sea la sección de salida de un amplificador de E-C en el que:

$$V_{CC} = 22\,V, R_C = 1.2\,k\Omega, R_E = 0.56\,k\Omega, R_L = 1.5\,k\Omega$$

Encontremos  $Q$  y tracemos las rectas de carga.

#### Solución

Observe que se da  $R_E$  y que bajo esta condición sí es posible obtener  $Q$  y las rectas de carga.

$$\text{Recta de carga a c-d: } V_{CC} = V_{ECQ} + (R_C + R_E) I_C \quad (1)$$

$$\text{Recta de carga a c-a: } V_{EC} = (R_C \parallel R_L) I_C = (1.2 \parallel 1.5) I_C \quad (2)$$

$$(2) \text{ en } (1): 22 \text{ V} = (0.66 + 1.76) I_C$$

$$I_{CQ} = 22/2.42 = 9.06 \text{ mA} \quad (3)$$

La (3) en la (2):

$$V_{ECQ} = (1.2 \parallel 1.5) I_C = 0.66 \Omega \cdot 9.06 \text{ mA} = 6.03 \text{ V}$$

La máxima oscilación de corriente en colector es:

$$i_{C_{\text{máx}}} = 2 I_{CQ} = 2 \cdot 9.06 \text{ mA}_{\text{p-p}} = 18.12 \text{ mA}_{\text{p-p}}$$

La excursión del voltaje de salida es  $2 V_{ECQ}$ :

$$v_{o_{\text{p-p}}} = v_{EC_{\text{máx}}} = 2 \cdot V_{ECQ} = 12 \text{ V}_{\text{p-p}}$$

Recuerde que  $V_{CC} = V_{RC} + V_{EC} + V_E = (1.2 \cdot 9 + 6 + 0.56 \cdot 9) \text{ V} \cong 22 \text{ V}$

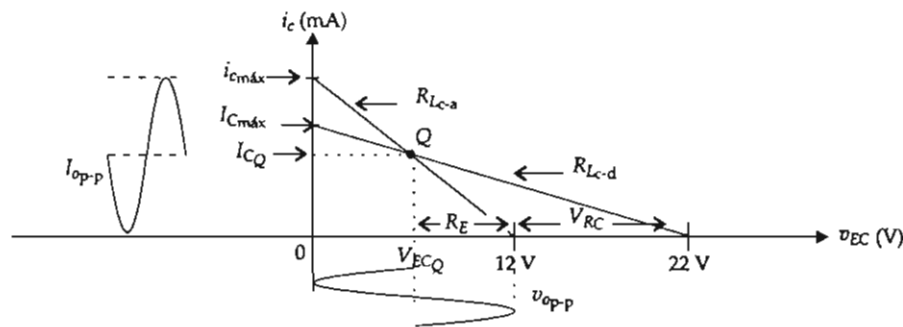


Figura III.42. Rectas de carga, Q y formas de onda eléctricas.

### Ejemplo III.23

Diseñemos el amplificador de E-C de la figura III.41 pero sin  $C_E$ , de tal modo que entregue una  $|A_v| = 11$ , si  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $R_L = 2.7 \text{ k}\Omega$  y  $\beta = 200$ , para los casos:

- $R_C = R_L$
- $R_C = 0.1 R_L$
- $R_C = 10 R_L$

### Solución

- $R_C = R_L$

Empecemos con la ecuación de la ganancia de voltaje:

Dispositivos amplificadores

$$A_v = \frac{-R_C || R_L}{h_{ib} + R_E} = 11 = \frac{-2.7 || 2.7}{h_{ib} + R_E = R'_E} \quad \therefore$$

$$h_{ib} + R_E = R'_E = 1350/11 = 122.7 \Omega$$

Observe que si se quiere mayor  $A_v$  la  $R'_E$  debe ser menor.

Por medio de las ecuaciones ya estudiadas obtenemos las rectas carga:

$$R_{c-a} = R_E + R_C || R_L = (0.122 + 1.35) \text{ k}\Omega = 1.47 \text{ k}\Omega$$

Note que  $R'_E = R_E$  pues  $h_{ib}$  es muy pequeña comparada con  $R_E$

$$R_{c-d} = R'_E + R_C = (0.122 + 2.7) \text{ k}\Omega = 2.82 \text{ k}\Omega$$

Ahora podemos determinar  $I_{CQ}$  a partir de:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{c-a} + R_{c-d}} = \frac{20 \text{ V}}{(1.47 + 2.82) \text{ k}\Omega} = 4.66 \text{ mA}$$

Por lo que:

$$V_{ECQ} = V_{CC} - R_{c-d} \cdot I_{CQ} = 20 \text{ V} - 2.82 \cdot 4.66 = 6.8 \text{ V}$$

El punto de trabajo del transistor es  $Q(6.8 \text{ V}; 4.66 \text{ mA})$ .

$$V'_{CC} = V_{ECQ} + R_{c-a} I_{CQ} = (6.8 + 1.47 \cdot 4.66) \text{ V} = 13.65 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = \frac{13.65 \text{ V}}{1.47 \text{ k}\Omega} = 9.28 \text{ mA}$$

Una vez conocida  $I_{CQ}$  se determina  $h_{ib} = 26 \text{ mV}/I_{CQ} = 26 \text{ mV}/4.66 \text{ mA} = 5.57 \Omega$ .

Tal y como se dijo anteriormente, la  $h_{ib}$  es pequeña respecto a  $R_E$ . Tuvo que haberse calculado primero  $I_{CQ}$  para saber el valor de  $h_{ib}$ , por lo que se toma el valor comercial de  $R_E = 120 \Omega$ .

Al conocer  $\beta$  y  $R_E$ , se determina  $R_B$  por medio de:

$$R_B = 0.1 \beta R_E = 0.1 \cdot 200 \cdot 120 = 2.4 \text{ k}\Omega$$

Por la malla izquierda de entrada de la figura III.39a tenemos que:

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_E + R_B/\beta} \quad \therefore$$

$$V_{BB} = (R_B/\beta + R_E)I_{CQ} + V_{BE} = (2.4/200 + 0.12) \cdot 4.66 + 0.7 = 1.31 \text{ V}$$

De las ecuaciones de  $R_1$  y  $R_2$  calculamos sus valores, esto es:

$$R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{2.4 \text{ k}\Omega \cdot 20}{1.31} = 36.6 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial } 39 \text{ k}\Omega).$$



$$R_2 = \frac{R_1 V_{BB}}{V_{CC} - V_{BB}} = \frac{36.6 \text{ k}\Omega \cdot 1.31}{20 - 1.31} = 2.56 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial 2.7 k}\Omega\text{)}.$$

La impedancia de entrada del circuito la tomamos como:

$$Z_{in} = \frac{R_B(h_{ib} + R_E)}{h_{ib} + R_E + R_B/\beta} = \frac{2.4 \cdot 0.120}{0.12 \cdot 2.4/200} = 2.18 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de corriente está dada por:

$$A_i = \frac{A_v Z_{in}}{R_L} = \frac{11 \cdot 2.18}{2.7} = 8.8$$

y el máximo voltaje de salida de pico-pico es:

$$v_{o_{p-p}} = 1.8 I_{CQ}(R_C || R_L) = 1.8 \cdot 4.66 \text{ mA} \cdot 1.35 = 11.32 \text{ V}$$

Para los casos b)  $R_C = 0.1 R_L$  y c)  $R_C = 10 R_L$  lo pondremos en la forma siguiente:

b) $R_C = 0.1 R_L$	c) $R_C = 10 R_L$
$R_C = 0.27 \text{ k}\Omega$	$R_C = 27 \text{ k}\Omega$
$h_{ib} + R_E = 0.022 \text{ k}\Omega$	$h_{ib} + R_E = 0.24 \text{ k}\Omega$
$R_{C-a} = 0.267 \text{ k}\Omega$	$R_{C-a} = 2.67 \text{ k}\Omega$
$R_{C-d} = 0.292 \text{ k}\Omega$	$R_{C-d} = 27.22 \text{ k}\Omega$
$I_{CQ} = 35.77 \text{ mA}$	$I_{CQ} = 0.66 \text{ mA}$
$h_{ib} = 0.72 \Omega$	$h_{ib} = 38.86 \Omega$
$R_B = 0.446 \text{ k}\Omega$	$R_B = 4.46 \text{ k}\Omega$
$V_B = 1.57 \text{ V}$	$V_B = 0.864 \text{ V}$
$R_1 = 5.68 \text{ k}\Omega$	$R_1 = 103.3 \text{ k}\Omega$
$R_2 = 0.483 \text{ k}\Omega$	$R_2 = 4.65 \text{ k}\Omega$
$Z_{in} = 0.405 \text{ k}\Omega$	$Z_{in} = 4.05 \text{ k}\Omega$
$A_i = 1.65$	$A_i = 16.5$
$v_{o_{p-p}} = 17.52 \text{ V}$	$v_{o_{p-p}} = 1.4 \text{ V}$

Tomando los principales parámetros tenemos la siguiente tabla:

	$I_{CQ} \text{ (mA)}$	$V_{ECQ} \text{ (V)}$	$A_i$	$Z_{in} \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_1 \text{ (k}\Omega\text{)}$	$R_2 \text{ (k}\Omega\text{)}$	$v_{o_{p-p}} \text{ (V)}$
$R_C = R_L$	4.66	6.88	8.8	2.18	36.6	2.5	12.5
$R_C = 0.1 R_L$	35.77	9.57	1.65	0.405	5.68	0.48	17.5
$R_C = 10 R_L$	0.66	2.03	16.5	4.05	103.2	4.65	1.4

De la tabla anterior se observa que si  $R_C = R_L$ , la  $A_i$  y  $Z_{in}$  son 5.3 veces mayores que para  $R_C = 0.1 R_L$ , como también  $v_{o_{p-p}}$  es 3.9 veces mayor que la de  $R_C = 10 R_L$ .

Para  $R_C = 0.1 R_L$  el valor de  $A_i$  es pequeño y la  $Z_{in}$  también es pequeña comparada con el paralelo de  $R_C$  y  $R_L$ .

Para  $R_C = 10 R_L$  los valores de  $A_i$  y  $Z_{in}$  son satisfactorios, pero el  $v_{o_{p-p}}$  es pequeño.

De este ejemplo concluimos que el mejor de los casos es cuando  $R_C = R_L$ , ya que si se deja sola  $R_C$  el diseño no tiene sentido, pues el amplificador no alimentaría ninguna carga externa ( $R_L$ ); y para los otros dos casos b) y c), no son los adecuados por lo ya descrito.

### III.4. CONFIGURACIÓN DE COLECTOR COMÚN O SEGUIDOR POR EMISOR

En la configuración de la figura III.43 se observa que la señal de entrada se aplica entre la base y la tierra, y la señal de salida está entre el emisor y la tierra. Sin embargo, para señales pequeñas se considera que la fuente de alimentación directa tiene una resistencia a tierra nula, es decir, despreciable. El colector es entonces la terminal común para las señales de entrada y de salida, de ahí el nombre de *colector común*.

También recibe el nombre de *seguidor por emisor* porque la señal de salida no presenta desfase respecto a la señal de entrada. En otras palabras, la señal de salida *sigue* a la señal de entrada en lo que se refiere a su forma de onda.

Observe en los circuitos siguientes que el diodo de emisor queda polarizado directamente y el diodo de colector queda polarizado inversamente.

La configuración de colector común se utiliza principalmente para el acoplamiento de impedancias entre circuitos. Sus características son: impedancia de entrada mucho mayor que las otras dos configuraciones anteriores (decenas a cientos de  $k\Omega$ ), impedancia de salida bastante baja (decenas de ohmios), ganancia de voltaje ( $A_v$ ) menor a la unidad y la ganancia de corriente  $A_i = 1 + \beta$  (ideal).

Para diseñar un amplificador de colector común se emplean las mismas curvas características de entrada y de salida de la configuración de emisor común, pero las expresiones matemáticas de C-C cambian ligeramente respecto a las de E-C, porque en éste se tenía a  $h_{ie}$  y  $(1 + \beta)R_E$  como impedancia de entrada; en el de C-C no se puede colocar un capacitor  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ , pues el emisor estaría a tierra una vez aplicada la señal de excitación  $v_g$ .

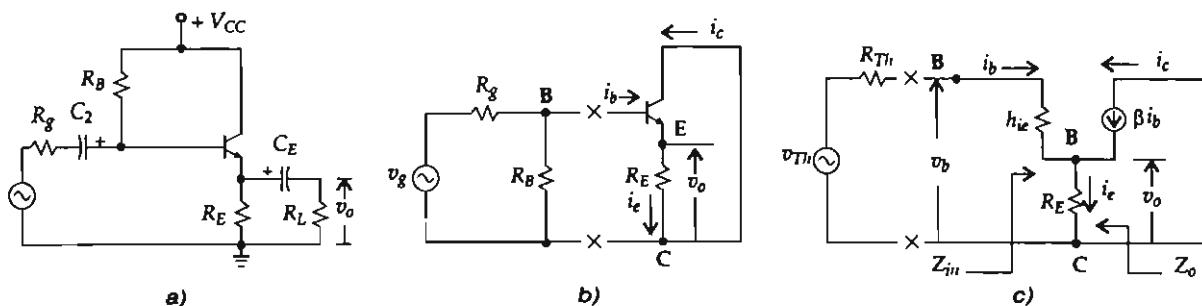


Figura III.43. Amplificador de C-C y sus circuitos equivalentes a c-a.

### Análisis a c-d

#### Sección de entrada

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

Pero:  $I_E = (1 + \beta)I_B$

$$V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + R_E(1 + \beta)I_B \quad \therefore$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

#### Sección de salida

$$V_{CC} = V_{EC} + V_E \quad \therefore V_{EC} = V_{CC} - V_E$$

### Análisis a c-a

La figura III.43b muestra el circuito equivalente a c-a con la  $V_{CC}$  cortocircuitada y la figura III.43c muestra el mismo circuito pero con el equivalente del transistor (circuito Ebers-Moll).

#### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

Abriendo la base del transistor y por Thévenin (figura III.43c):

$$v_{Th} = \frac{R_B v_g}{R_B + R_g}; \quad R_{Th} = R_B || R_g$$

Vea que:

$$v_{Th} \approx v_g \text{ y } R_{Th} \approx R_g$$

Cualquier valor que se le da a  $R_B$  y a  $v_g$ ,  $v_{Th}$  será milésimas de voltios menor que  $v_g$ , porque  $R_B$  es muy grande.

Por la ley de Ohm:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{R_E \cdot i_e}{(R_g + h_{ie})i_b + R_E i_e} = \frac{R_E(1 + \beta)i_b}{(R_g + h_{ie})i_b + R_E(1 + \beta)i_e}$$

$$A_v = \frac{R_E(1 + \beta)}{(R_g + h_{ie}) + R_E(1 + \beta)} < 1$$

#### Ganancia de corriente ( $A_i$ ) o factor de corriente

$$A_i = \frac{i_e}{i_b} = \frac{i_b + i_C}{i_b} = \frac{(1 + \beta)i_b}{i_b} = 1 + \beta \quad (\text{ideal})$$

### Impedancia de entrada $Z_{in}$

En la figura III.43c anterior:

$$v_b = h_{ie} \cdot i_b + R_E \cdot i_e = h_{ie} \cdot i_b + R_E(1 + \beta) \cdot i_b$$

$$v_b = [h_{ie} + (1 + \beta)R_E]i_b$$

La impedancia del transistor es:

$$Z_{in_T} = \frac{v_b}{i_b} = h_{ie} + (1 + \beta)R_E$$

La impedancia de entrada total del circuito contando con  $R_g$ :

$$Z_{in_C} = R_g + (R_B \parallel Z_{in}) = R_g + (R_B \parallel [h_{ie} + (1 + \beta)R_E])$$

### Impedancia de salida $Z_o$

Para obtener esta impedancia se cortocircuita la señal del generador y se aplica una señal pequeña de prueba en la salida del circuito con el fin de medir la corriente eléctrica que por él circula:

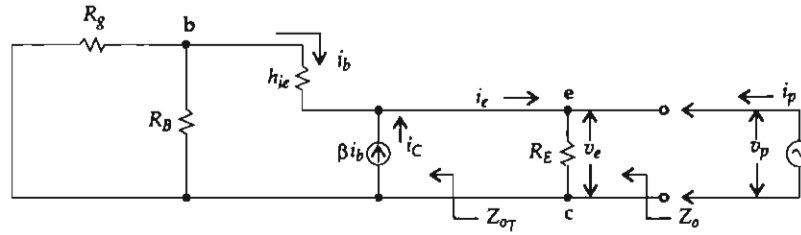


Figura III.43. d) Circuito para obtener la Impedancia de salida.

La impedancia de salida del transistor, sin tomar en cuenta  $R_E$ , es:

$$Z_{o_T} = \frac{v_o}{i_p} = \frac{v_e}{i_e} = \frac{-(R_g \parallel R_B + h_{ie})i_b}{-(1 + \beta)i_b} = \frac{R_g \parallel R_B + h_{ie}}{1 + \beta}$$

Por conversión de parámetros  $h_{ib} = \frac{h_{ie}}{1 + \beta} \cong \frac{h_{ie}}{\beta}$ , despreciando la unidad.

$$Z_{o_T} = h_{ib} + \frac{R_g \parallel R_B}{1 + \beta}$$

Si  $R_B > R_g$ , entonces:

$$Z_{o_T} = h_{ib} + \frac{R_g}{1 + \beta}$$

Observe en la figura III.43d que, para la impedancia de salida de todo el circuito, incluyendo  $R_E$ , ésta queda en paralelo con la parte izquierda de éste. Recuerde que la fuente de corriente  $\beta i_b$  se abre; lo mismo sucede para el caso en que se tenga una fuente de voltaje: ésta se cortocircuita.

$$Z_{oC} = \left( h_{ib} + \frac{R_g || R_B}{1 + \beta} \right) || R_E$$

Si se desea conocer la impedancia de salida del circuito total, que comprenda también a  $R_L$ , ésta será:

$$Z_{oCT} = \left( h_{ib} + \frac{R_g || R_B}{1 + \beta} \right) || (R_E || R_L)$$

La ecuación anterior es la impedancia equivalente de entrada para el de base común.

### Ejemplo III.24

Para el circuito de la figura III.43a, cuyos valores son  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ ,  $V_E = 6 \text{ V}$ ,  $R_E = 3.9 \text{ k}\Omega$ , calculemos:  $I_E$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $R_B$  y  $V_B$ .

#### Solución

A c-d

$$\text{Malla de salida: } I_E = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{R_E} = \frac{(12 - 6) \text{ V}}{3.9 \text{ k}\Omega} = 1.53 \text{ mA}$$

$$\text{Como } I_E = (1 + \beta)I_B, \quad I_B = \frac{I_E}{1 + \beta} = \frac{1.53 \text{ mA}}{51} = 30.1 \mu\text{A}$$

$$I_C = I_E - I_B = (1.53 - 0.03) \text{ mA} = 1.5 \text{ mA}$$

$$\text{Malla de entrada: } V_{CC} = R_B I_B + V_{BE} + V_E \quad \therefore$$

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - V_E}{I_B} = \frac{(12 - 0.7 - 6) \text{ V}}{0.03 \text{ mA}} = 176 \text{ k}\Omega \approx 180 \text{ k}\Omega$$

$$V_B = V_E + V_{BE} = R_E I_E + V_{BE} = 3.9 \text{ k}\Omega \cdot 1.53 \text{ mA} = 6.69 \text{ V}$$

### Ejemplo III.25

Analizamos el circuito de la figura III.43a, cuyos valores son ahora:  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $\beta = 49$ ,  $R_B = 220 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 3.9 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 0.02 \text{ V}_{p-p}$ ,  $R_g = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 5.6 \text{ k}\Omega$ . Transistor de silicio. Calculemos:

a)  $I_E$  b)  $I_C$  c)  $V_{EC}$  d)  $I_B$  e)  $v_o$  f)  $A_v$  g)  $A_i$  h)  $A_p$  i)  $Z_{inC}$  j)  $Z_o$ .

#### Solución

A c-d

$$\text{De la sección de entrada: } I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + R_E(1 + \beta)}$$

*Dispositivos amplificadores*

$$I_B = \frac{19.3 \text{ V}}{(220 + 3.9 \cdot 50) \text{ k}\Omega} = 46.5 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta \cdot I_B = 49 \cdot 0.0465 \text{ mA} = 2.27 \text{ mA}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.046 + 2.27) \text{ mA} = 2.32 \text{ mA}$$

$$V_E = R_E I_E = 3.9 \text{ k}\Omega \cdot 2.32 \text{ mA} = 9.06 \text{ V}$$

Sección de salida:  $V_{EC} = V_{CC} - V_E = (20 - 9.06) \text{ V} = 10.93 \text{ V}$ .

**A c-a**

La ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{R_E(1 + \beta)}{R_g + h_{ie} + R_E(1 + \beta)} = \frac{3.9(1 + 49)}{2 + 0.549 + 3.9 \cdot 50} = 0.98$$

El valor anterior lo podemos comprobar por medio de la figura III.43c, encontrando la corriente de base alterna.

$$i_b = \frac{v_{Th}}{R_{Th} + h_{ie} + R_E(1 + \beta)} = \frac{v_{Th}}{R_B || R_g + h_{ie} + R_E(1 + \beta)}$$

$$i_b = \frac{0.02 \text{ V}_{p-p}}{[1.981 + 0.549 + 3.9(1 + 50)] \text{ k}\Omega} = 0.101 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_e = i_b(1 + \beta) = 0.101 \text{ }\mu\text{A}(1 + 49) = 5.06 \text{ }\mu\text{A}$$

$$v_o = R_E \cdot i_e = 3.9 \text{ k}\Omega \cdot 5.06 \text{ }\mu\text{A} = 19.74 \text{ mV}_{p-p}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{19.74}{20} = 0.98$$

La ganancia de corriente ideal es:

$$A_i = 1 + \beta = 1 + 49 = 50$$

Aplicando las ecuaciones de impedancia encontramos:

$$Z_{in_T} = h_{ie} + R_E(1 + \beta) = [0.549 + 3.9(1 + 49)] = 195.5 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in_C} = R_g + (R_B || [h_{ie} + (1 + \beta)R_E \cdot 9] = [2 + (220 || 0.54 + 50 \cdot 3.9)] \text{ k}\Omega$$

$$Z_{in_C} = 100.87 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de salida la obtenemos de:

$$Z_o = h_{ib} + \frac{R_g}{1 + \beta} = \frac{26 \text{ mV}}{2.32 \text{ mA}} + \frac{2000 \Omega}{1 + 49} = 51.2 \Omega$$

Observe que no se tomó el paralelo de  $R_g$  con  $R_B$ , pues predomina la de menor valor; en este caso es  $R_g$ .

### Ejemplo III.26

Diseñemos un amplificador de colector común, cuyos valores son:

$V_{CC} = 9 \text{ V}$ ,  $\beta = 85$ ,  $Q(5.74 \text{ V}; 1.8 \text{ mA})$ ,  $R_g = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 5 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ . Silicio.

### Solución

#### A c-d

De la sección de salida:  $V_E = V_{CC} - V_{EC} = (9 - 5.74) \text{ V} = 3.26 \text{ V}$ .

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1.8 \text{ mA}}{85} = 21.1 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.021 + 1.8) \text{ mA} = 1.82 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{3.26 \text{ V}}{1.8 \text{ mA}} = 1.8 \text{ k}\Omega$$

Por la malla izquierda del circuito de C-C obtenemos:

$$R_B = \frac{V_{CC} - V_{BE} - R_E(1 + \beta)I_B}{I_B} = \frac{(9 - 0.7) \text{ V} - 1.8 \text{ k}\Omega \cdot 86 \cdot 21.1 \mu\text{A}}{21.1 \mu\text{A}}$$

$$R_B = 238 \text{ k}\Omega. \text{ Valor comercial: } 220 \text{ k}\Omega$$

Empleando el teorema de Thévenin tenemos:

$$R_{Th} = R_B || R_g = 238 || 20 = 18.4 \text{ k}\Omega$$

$$v_{Th} = \frac{R_B v_g}{R_B + R_g} = \frac{238 \cdot 5 \text{ mV}}{238 + 20} = 4.6 \text{ mV}$$

$$h_{ie} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_E} = \frac{85 \cdot 26 \text{ mV}}{1.82 \text{ mA}} = 1.21 \text{ k}\Omega$$

#### A c-a

En la figura III.43c tenemos:

Si  $v_g = 5 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ ,  $R_g = 20 \text{ k}\Omega$ , entonces:

*Dispositivos amplificadores*

$$i_b = \frac{v_{Th}}{R_{Th} + h_{ie} + R_E(1 + \beta)} = \frac{4.61 \text{ mV}}{[18.44 + 1.21 + 1.8 \cdot 86] \text{ k}\Omega} = 26 \mu\text{A}_{p-p}$$

$$i_e = i_b(1 + \beta) = 26 \mu\text{A} \cdot 86 = 2.27 \text{ mA}_{p-p}$$

$$v_o = R_E i_e = 1.8 \text{ k}\Omega \cdot 2.27 \text{ mA} = 4.086 \text{ mV}_{p-p}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{4.086}{5} = 0.81$$

Aplicando la ganancia de voltaje obtenemos:

$$A_v = \frac{R_E(1 + \beta)}{R_g + h_{ie} + R_E(1 + \beta)} = \frac{1.8(1 + 85)}{20 + 1.21 + 1.8 \cdot 86} = 0.87$$

Ganancia de voltaje menor a la unidad.

La ganancia de corriente ideal es:

$$A_i = 1 + \beta = 86$$

La impedancia de entrada, tomando solamente el transistor y  $R_E$ , es:

$$Z_{in_T} = h_{ie} + R_E(1 + \beta) = [1.21 + 1.8(1 + 86)] \text{ k}\Omega = 157.8 \text{ k}\Omega$$

Y la de entrada del circuito, incluyendo ahora  $R_g$  y  $R_B$ , será:

$$Z_{in_C} = R_g + (R_B \parallel [h_{ie} + (1 + \beta)R_E])$$

$$Z_{in_C} = [20 + 238 \parallel 1.21 + 86 \cdot 1.21] \text{ k}\Omega = 98.6 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de salida está dada por:

$$Z_{o_T} = h_{ib} + \frac{R_g}{1 + \beta} = \frac{26 \text{ mV}}{I_E} + \frac{R_g}{1 + \beta} = \frac{26 \text{ mV}}{1.82} + \frac{20 \text{ 000}}{86} = 246.8 \Omega$$

Esta impedancia es grande, porque también lo es  $R_g$ .

La impedancia de salida del circuito es:

$$Z_{o_C} = \left( h_{ib} + \frac{R_g}{1 + \beta} \right) \parallel R_E = 0.24 \text{ k}\Omega \parallel 1.8 \text{ k}\Omega = 0.216 \text{ k}\Omega$$



### III.4.1. Amplificador de colector común con red de polarización

Este circuito (véase figura III.44) presenta la ventaja de tener la red de polarización  $R_1$  y  $R_2$  o polarización por divisor de voltaje, la cual no depende de  $\beta$  sino de los elementos resistivos externos y de la fuente de alimentación  $V_{CC}$ .

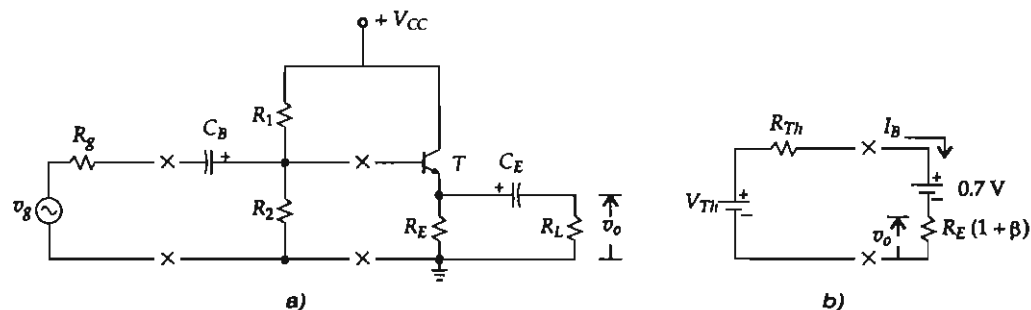


Figura III.44. a) Amplificador de C-C con red de polarización. b) Circuito equivalente.

#### Análisis a c-d

#### Sección de entrada

Al abrir la base del transistor en X nos queda el voltaje de Thévenin y la resistencia equivalente:

$$V_{Th} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$R_{Th} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

En la figura III.44b

$$V_{Th} = R_{Th} \cdot I_B + V_{BE} + R_E(1 + \beta)I_B \quad \therefore$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)}$$

$$I_C = \beta I_B$$

En la figura III.44b anterior, y por divisor de tensión, tenemos:

$$V_o = \frac{R_E(1 + \beta)(V_{Th} - V_{BE})}{R_E(1 + \beta) + R_{Th}}$$

#### Sección de salida

$$V_{CC} = V_{EC} + V_E \quad \therefore V_{EC} = V_{CC} - V_E$$

El análisis a c-a es el mismo que el de la sección III.4.

## Ejemplo III.27

## Análisis a c-d

En el circuito de la figura III.45, calculemos  $V_E$  y el punto de trabajo  $Q$ .

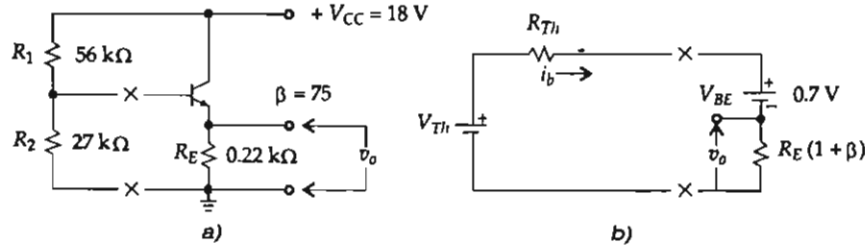


Figura III.45. a) Amplificador de C-C. b) Circuito equivalente a c-d.

## Solución

$$V_B = V_{Th} = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{27 \cdot 18 \text{ V}}{56 + 27} = 5.85 \text{ V}$$

$$R_{EQ} = R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{56 \cdot 27}{56 + 27} = 18.21 \text{ k}\Omega$$

Por divisor de voltaje:

$$V_E = \frac{R_E(1 + \beta)(V_{Th} - 0.7)}{R_E(1 + \beta) + R_{Th}} = \frac{0.22 \cdot 76 \cdot 5.15 \text{ V}}{0.22 \cdot 76 + 18.21} = 2.46 \text{ V}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - V_E = (18 - 3.02) \text{ V} = 15.5 \text{ V}$$

$$V_{Th} = R_{Th} \cdot I_B + V_{BE} + R_E(1 + \beta)I_B \quad \therefore$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)} = \frac{5.15}{34.93} = 147.4 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 75 \cdot 0.147 \text{ mA} = 11.05 \text{ mA} \quad \therefore$$

El punto de operación es:  $Q(15.5 \text{ V}; 11.05 \text{ mA})$ .

## Ejemplo III.28

Sea el circuito de la figura III.46 con dos transistores acoplados directamente, el primero similar al lado izquierdo del circuito  $b$  y  $T_2$  un C-C.

Se desea conocer  $I_{B1}$ ,  $V_{RC}$ ,  $Q_1$ ,  $V_{B2}$ ,  $V_E$  y  $Q_2$ , si  $\beta_{1,2} = 30$ .

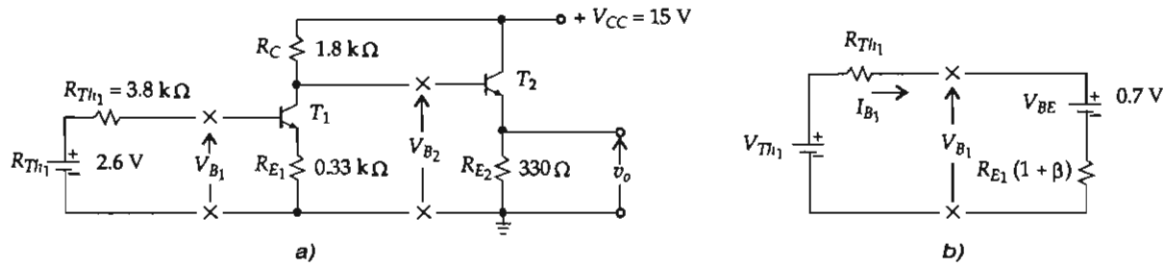


Figura III.46. a) Amplificador de dos etapas (E-C y C-C). b) Su equivalente a c-d.

El circuito equivalente para la primera parte es la figura III.46b.

Para  $T_1$ :

$$I_{B1} = \frac{V_{Th1} - V_{BE}}{R_{Th1} + R_{E1}(1 + \beta_1)} = \frac{1.9 \text{ V}}{14.08 \text{ k}\Omega} = 0.135 \text{ mA}$$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} = 30 \cdot 0.135 \text{ mA} = 4.05 \text{ mA}$$

$I_{C1}$  es una fuente de corriente constante, cuya impedancia equivalente de Thévenin es  $R_{Th} = R_C = 1.8 \text{ k}\Omega$ :

$$V_{R_C} = R_C I_{C1} = 1.8 \text{ k}\Omega \cdot 4.05 \text{ mA} = 7.29 \text{ V}$$

$$V_{R_{E1}} = R_{E1} I_{E1} = R_{E1} (I_{B1} + I_{C1}) = 0.33 \text{ k}\Omega \cdot 4.185 \text{ mA} = 1.38 \text{ V}$$

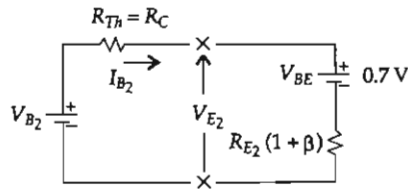
$$V_{EC1} = V_{CC} - V_{R_C} - V_{R_{E1}} = (15 - 7.29 - 1.38) \text{ V} = 6.33 \text{ V}$$

El punto de operación es:  $Q_1(V_{EC1}; I_{C1}) = Q_1(6.33 \text{ V}; 4.05 \text{ mA})$

Para  $T_2$ :

$$V_{B2} = V_{CC} - V_{R_C} = (15 - 7.29) \text{ V} = 7.71 \text{ V (a circuito abierto)}$$

Por divisor de voltaje, tenemos:



$$V_{E2} = \frac{R_{E2}(1 + \beta)(V_{B2} - V_{BE2})}{R_{E2}(1 + \beta) + R_C}$$

$$V_{E2} = \frac{0.33 \cdot 31(7.71 - 0.7) \text{ V}}{0.33 \cdot 31 + 1.8} = 5.96 \text{ V}$$

$$V_{EC2} = V_{CC} - V_{E2} = (15 - 5.96) \text{ V} = 9.04 \text{ V}$$

$$I_{B_2} = \frac{V_{B_2} - V_{BE_2}}{R_{E_2}(1 + \beta_2) + R_C} = \frac{(7.71 - 0.7) \text{ V}}{(0.33 \cdot 31 + 1.8) \text{ k}\Omega} = 0.582 \text{ mA}$$

$$I_{C_2} = \beta I_{B_2} = 30 \cdot 0.582 \text{ mA} = 17.46 \text{ mA}; \quad I_{E_2} = I_{B_1} + I_{C_2} = 18.06 \text{ mA}$$

El punto de operación de  $T_2$  es:  $Q_2(9.04 \text{ V}; 18.06 \text{ mA})$ .

### Ejemplo III.29

De la figura III.45, cuyos datos son  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $\beta = 50$ ,  $R_1 = 56 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 27 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 220 \Omega$ ,  $R_L = 150 \Omega$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 100 \text{ mV}_{p-p}$ , calculemos:  $V_{Th}$ ,  $R_{Th}$ ,  $I_B$ ,  $I_C$ ,  $V_o$ ,  $V_{EC}$ ,  $R_{Th_{c-a}}$ ,  $V_{Th_{c-a}}$ ,  $i_b$ ,  $i_c$ ,  $i_e$ ,  $v_o$ ,  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{inC}$  y  $Z_o$ . Transistor de silicio.

#### Solución

##### A c-d

Por el teorema de Thévenin:

$$V_{Th} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{27 \cdot 20 \text{ V}}{56 + 27} = 6.5 \text{ V}$$

y

$$R_{Th} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{56 \cdot 27}{83} = 18.2 \text{ k}\Omega$$

$$I_B = \frac{V_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + R_E(1 + \beta)} = \frac{(5.6 - 0.7) \text{ V}}{(18.2 + 0.22 \cdot 51) \text{ k}\Omega} = 166 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 50 \cdot 166 \mu\text{A} = 8.32 \text{ mA}$$

$$I_E = I_B + I_C = (0.166 + 8.32) \text{ mA} = 8.48 \text{ mA}$$

$$V_E = V_o = R_E I_E = 0.22 \text{ k}\Omega \cdot 8.48 \text{ mA} = 1.86 \text{ V}$$

Otra forma de obtener dicha salida es por divisor de voltaje:

$$V_o = V_E = \frac{R_E(1 + \beta)(V_{Th} - V_{BE})}{R_E(1 + \beta) + R_{Th}} = \frac{0.22 \cdot 51(5.6 - 0.7)}{0.22 \cdot 51 + 18.2} = 1.86 \text{ V}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - V_E = (20 - 1.86) \text{ V} = 18.1 \text{ V}$$

##### A c-a

Si  $v_g = 100 \text{ mV}_{p-p}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_L = 150 \Omega$ , la impedancia de entrada del transistor es:

$$v_{in} = h_{ie} i_b + (R_E \parallel R_L)(1 + \beta) i_b \quad \therefore$$

$$Z_{in_T} = \frac{v_{in}}{i_b} = h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(1 + \beta) = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E_Q}} + (R_E \parallel R_L)(1 + \beta)$$

$$Z_{in_T} = \frac{50 \cdot 26 \text{ mV}}{8.48 \text{ mA}} + (0.22 \parallel 0.15) \cdot 51 \text{ k}\Omega = 4.69 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de entrada total del circuito es:

$$Z_{in_C} = R_g + (R_1 \parallel R_2) \parallel Z_{in_T} = (1 + 18.21 \parallel 4.7) \text{ k}\Omega = 4.73 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de voltaje la obtenemos a partir del circuito de la figura III.46c:

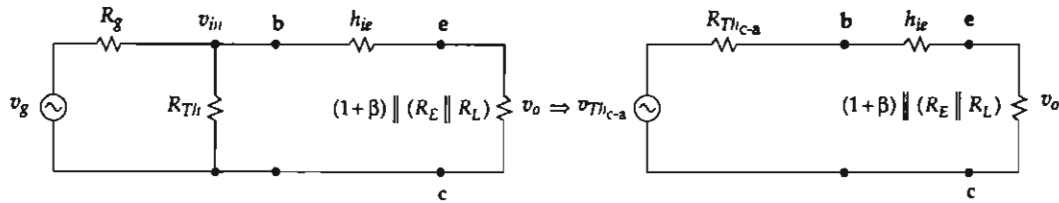


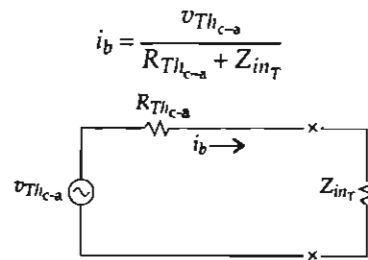
Figura III.46. c) Circuito equivalente y simplificador para  $A_v$ .

Para la resistencia de Thévenin, cortocircuitamos  $v_g$  y abrimos la base:

$$R_{Th_{c-a}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_g = 56 \parallel 27 \parallel 1 \cong 18.21 \parallel 1 = 0.94 \text{ k}\Omega$$

El voltaje de Thévenin a c-a y a circuito abierto es:

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_{Th_{c-a}} \cdot v_g}{R_{Th_{c-a}} + R_g} = \frac{18.2 \cdot 0.1 \text{ V}_{p-p}}{18.2 + 1} = 94.8 \text{ mV}_{p-p}$$



$$i_b = \frac{94.8 \text{ mV}_{p-p}}{(94.8 + 4.7) \text{ k}\Omega} = 16.8 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 50 \cdot 16.8 \text{ }\mu\text{A} = 0.84 \text{ mA}_{p-p}$$

$$i_e = i_b + i_c = (16.8 + 84) \text{ }\mu\text{A} = 0.856 \text{ mA}_{p-p}$$

$$v_o = i_e(R_E \parallel R_L) = 0.856 \text{ mA}_{p-p}(0.22 \parallel 0.15) \text{ k}\Omega = 76.4 \text{ mV}_{p-p}$$

La ganancia de voltaje está dada por:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th}} = \frac{76.4}{94.8} = 0.8$$

Para la ganancia de corriente utilizamos el circuito de la figura III.46d:

$$i_g = \frac{v_g}{R_g} = \frac{0.1 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 0.1 \text{ mA}$$

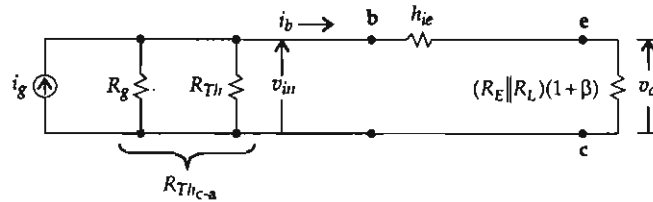


Figura III.46. d) Circuito equivalente para la ganancia de corriente.

Por divisor de corriente obtenemos:

$$i_b = \frac{R_g || R_{Th} \cdot i_g}{R_g || R_{Th} + h_{ie} + (R_E || R_L)(1 + \beta)} = \frac{1 || 18.2 \cdot 0.1 \text{ mA}_{p-p}}{1 || 18.2 + 4.7} = 0.021 \mu\text{A}$$

$$i_e = i_b + i_C = i_b(1 + \beta) = 0.021 \cdot 51 \text{ mA} = 1.06 \text{ mA}_{p-p}$$

La corriente de salida es una parte de la  $i_e$  que llega a través de  $R_L$ :

$$i_o = i_L = \frac{R_E \cdot i_e}{R_E + R_L} = \frac{0.22 \cdot 1.06 \text{ mA}}{0.22 + 0.15} = 0.63 \text{ mA}_{p-p}$$

La ganancia de corriente es:

$$A_i = \frac{i_o}{i_g} = \frac{0.63}{0.1} = 6.3$$

Observe que una vez que intervienen todos los elementos,  $A_i$  no es  $1 + \beta$ .

Para la impedancia total de salida del circuito utilizamos:

$$Z_{o_i} = h_{ib} + \left( \frac{R_g || R_1 || R_2}{1 + \beta} \right) || (R_E || R_L) = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{1 + \beta} + \left( \frac{R_g || R_1 || R_2}{1 + \beta} \right) || (R_E || R_L)$$

$$Z_{o_i} = \frac{50 \cdot 26}{1 + 50} + \left( \frac{1 || 18.21}{51} \right) || (0.22 || 0.15) = 18.43 \Omega$$

**Ejemplo III.30**

Diseñemos un amplificador de c-c con red de polarización  $R_1$  y  $R_2$ , si:  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $Q(7.12 \text{ V}; 2.25 \text{ mA})$ ,  $R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $S_{I_C} = 12$ ,  $v_g = 10 \text{ mV}_{\text{p-p}}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ .

**Solución**

**A c-d**

$$V_{CC} = V_{EC} + V_E \quad \therefore V_E = V_{CC} - V_{CE} = (12 - 7.12) \text{ V} = 4.88 \text{ V}$$

$$I_B = I_C / \beta = 2.25 \text{ mA} / 100 = 22.5 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B(1 + \beta) = 22.5 \cdot 101 \mu\text{A} = 2.27 \text{ mA}$$

$$R_E = V_E / I_E = 4.88 \text{ V} / 2.27 \text{ mA} = 2.14 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } R_E = 2.2 \text{ k}\Omega)$$

De la ecuación III.20:

$$R_B = R_{Th} = \frac{R_E(S_{I_C} - 1)}{1 - S_{I_C}(1 - \alpha)} = \frac{2.14 \text{ k}\Omega(12 - 1)}{1 - 12(1 - 0.99)} = 26.71 \text{ k}\Omega$$

$$V_{Th} = R_B I_B + 0.7 + V_E = (26.71 \cdot 0.022 + 0.7 + 4.88) \text{ V} = 6.16 \text{ V}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} R_B}{V_{Th}} = \frac{12 \cdot 26.71 \text{ k}\Omega}{6.16} = 52 \text{ k}\Omega$$

$$R_2 = \frac{R_1 R_B}{R_1 - R_B} = \frac{52 \cdot 26.71 \text{ k}\Omega}{52 - 26.71} = 55 \text{ k}\Omega$$

**A c-a**

La impedancia de entrada del transistor es:

$$Z_{in_T} = h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(1 + \beta) = \frac{100 \cdot 26 \Omega}{2.27} + (2.2 \parallel 2.2)101 = 112.2 \text{ k}\Omega$$

Por el teorema de Thévenin, y tomando los valores comerciales de los resistores  $R_1$  y  $R_2$  de  $56 \text{ k}\Omega$ , tenemos:

$$R_{Th_{c-a}} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_g = 28 \parallel 1 \text{ k}\Omega \cong 1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{Th_{c-a}} = \frac{R_1 \parallel R_2 \cdot v_g}{R_1 \parallel R_2 + R_g} = \frac{26.7 \cdot 0.01 \text{ V}_{\text{p-p}}}{26.7 + 1} = 9.63 \text{ mV}$$

$$i_b = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + Z_{in_T}} = \frac{9.63 \text{ mV}}{(1 + 112.2) \text{ k}\Omega} = 0.085 \mu\text{A}$$

### Dispositivos amplificadores

$$i_C = \beta i_b = 100 \cdot 0.085 \mu\text{A} = 8.5 \mu\text{A}$$

$$v_o = i_e(R_E \parallel R_L) = 0.0085 \text{ mA} \cdot 1.1 \text{ k}\Omega = 9.35 \text{ mV}_{\text{p-p}}$$

La ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th}} = \frac{9.35}{9.65} = 0.97 \quad (\text{valor típico de } A_v)$$

La impedancia de entrada total del circuito es:

$$Z_{inC} = R_g + R_1 \parallel R_2 \parallel Z_{inT} = (1 + 28 \parallel 112.2) \text{ k}\Omega = 23.4 \text{ k}\Omega$$

Para la ganancia de corriente empleamos la fórmula de la ganancia de impedancia.

$A_v = A_i \frac{Z_L}{Z_{in}}$ , despejando  $A_i$  obtenemos la ganancia de corriente no ideal:

$$A_i = A_v \frac{Z_{inC}}{Z_L} = 0.97 \frac{23.4}{2.2} = 10.3$$

La impedancia de salida total del circuito será:

$$Z_o = h_{ib} + \left( \frac{R_g \parallel R_1 \parallel R_2}{1 + \beta} \right) \parallel (R_E \parallel R_L) = \frac{26 \Omega}{2.27} + \left( \frac{28 \parallel 1}{101} \right) \cdot 1.1 \text{ k}\Omega \approx 21 \Omega$$

### Ejemplo III.31

Otra forma práctica, no menos satisfactoria que la anterior, para encontrar los valores de  $R_1$  y  $R_2$  cuando se da solamente  $V_{CC} = 18 \text{ V}$ ,  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 120$ , es la siguiente.

### Solución

A c-d

Refiriéndonos a la figura III.45 anterior, tenemos:

La recta de carga a c-d es:

$$V_{CC} = V_{EC} + 2.7 I_C \quad \therefore 18 \text{ V} = V_{EC} + 2.7 I_C \quad (1)$$

La recta de carga a c-a está dada por:

$$V_{EC} = (R_E \parallel R_L) I_C = (2.7 \parallel 3.3) I_C = 1.48 I_C \quad (2)$$

La ecuación (2) en la (1):



$$18 = 1.48 I_C = 4.18 I_C + 2.7 I_C = 4.18 I_C; \quad I_{C_Q} = \frac{18 \text{ V}}{4.18 \text{ k}\Omega} = 4.3 \text{ mA} \quad (3)$$

Quiere decir que la intersección de las dos rectas de carga determinan el punto de operación  $Q$ , y la máxima oscilación de la corriente de colector es de  $\pm 4.3 \text{ mA}$ .

Sustituyendo la ecuación (3) en la (1):

$$18 \text{ V} = V_{EC} + 2.7 \cdot 4.3 \text{ V} \quad \therefore V_{EC_Q} = (18 - 2.7 \cdot 4.3) \text{ V} = 6.39 \text{ V}$$

El punto de trabajo está en:  $Q(6.39 \text{ V}; 4.3 \text{ mA})$ .

**A c-a**

La máxima excursión de la corriente y del voltaje en la carga  $R_L$  es:

$$i_o = \frac{R_E \cdot I_{C_{\text{máx}}}}{R_E + R_L} = \frac{2.7 \cdot (\pm 4.3)}{2.7 + 3.3} = \pm 1.93 \text{ mA}$$

$$v_o = R_L \cdot i_o = 3.3 \text{ k}\Omega(\pm 1.93 \text{ mA}) = 6.38 \text{ V, esto es: } V_{EC} = v_o \text{ máx}$$

Y el voltaje de salida pico-pico es:

$$v_{o_{p-p}} = (R_E || R_L) \cdot i_o = (2.7 || 3.3) \cdot (\pm 1.93) = 2.86 \text{ V}$$

La corriente máxima del colector a c-d es:

$$I_{C_{\text{máx}}} = \frac{V_{CC}}{R_E} = \frac{18 \text{ V}}{2.7 \text{ k}\Omega} = 6.66 \text{ mA}$$

La corriente de oscilación del colector está dada por:

$$i_{C_{\text{máx}}} = \frac{v_o}{R_E || R_L} = \frac{2 \cdot 6.38 \text{ V}}{(2.7 || 3.3) \text{ k}\Omega} = 8.59 \text{ mA}$$

Puesto que no se da  $\beta$  ni  $I_B$  ni el factor de estabilidad, debemos razonar de la siguiente forma:

$$V_B = V_{BE} + V_E = V_{BE} + V_{CC} - V_{EC} = (0.7 + 18 - 6.39) \text{ V} = 12.3 \text{ V}$$

Si consideramos que  $I_1 \cong I_2$ , entonces:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{R_1} = \frac{(18 - 12.3) \text{ V}}{R_1} = \frac{5.7}{R_1} \quad (4)$$

$$V_B = R_2 I_2 \quad \therefore 12.3 \text{ V} = R_2 I_2; \quad \frac{12.3}{R_2} = I_2 \quad (5)$$

Igualando (4) y (5):

$$\frac{5.7}{R_1} = \frac{12.3}{R_2} \quad \therefore \frac{R_2}{R_1} = \frac{12.3}{5.7} = 2.15$$

Haciendo  $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ , entonces:  $R_2 = 25.8 \text{ k}\Omega \cong 27 \text{ k}\Omega$ .

Se propone al estudiante el trazo de las rectas de carga.

La ganancia de corriente y la impedancia de entrada, así como la de salida, se calculan por los métodos ya descritos anteriormente.

### III.4.2. Configuración de C-C en función de las rectas de carga

La ventaja que presenta el análisis del amplificador de C-C en función de las rectas de carga es que no intervienen la resistencia del generador ni su voltaje en las expresiones matemáticas, lo que hace que dicho estudio sea más simple.

Dibujando de nuevo el amplificador de C-C:

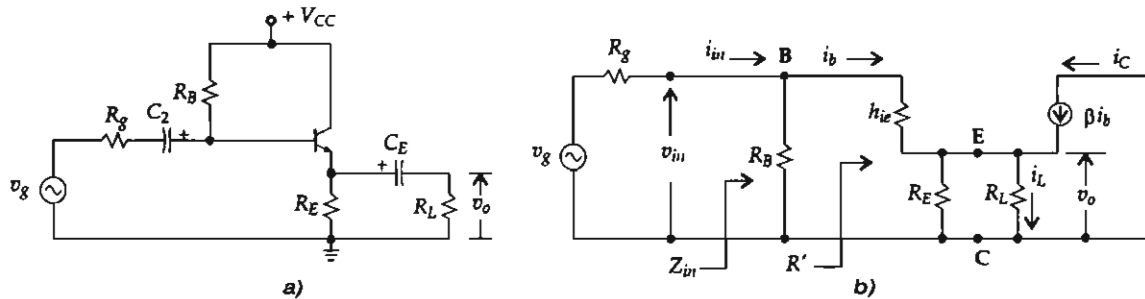


Figura III.47. a) Amplificador de C-C. b) Su circuito equivalente a c-a.

La recta de carga a c-a está dada por:

$$R_{c-a} = R_E \parallel R_L$$

La recta de carga a c-d es:

$$R_{c-d} = R_E$$

El valor de la corriente por arriba de  $I_{CQ}$  será:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_{c-d}}$$

y el valor de  $I'_C$ :

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}}$$

Ahora, de la figura III.47b obtenemos:

$$R' = \frac{v_{in}}{i_b} = \frac{[(h_{ie} + (R_E \parallel R_L)(1 + \beta)) \cdot i_b]}{i_b}$$

Despreciando la unidad:

$$R' = h_{ie} + \beta(R_E \parallel R_L)$$

La impedancia de entrada del circuito es:

$$Z_{in} = R_B \parallel R' = R_B \parallel [h_{ie} + \beta(R_E \parallel R_L)]$$

Pero  $h_{ib} = h_{ie}/(1 + \beta) = h_{ie}/\beta$ ; sustituyendo  $h_{ie}$  por  $\beta h_{ib}$  nos queda:

$$Z_{inC} = \frac{R_B \cdot [\beta h_{ib} + \beta(R_E \parallel R_L)]}{R_B + \beta h_{ib} + \beta(R_E \parallel R_L)} = \frac{R_B[h_{ib} + (R_E \parallel R_L)]}{h_{ib} + R_B/\beta + R_E \parallel R_L}$$

Recuerde que en la configuración de C-C o S-E la  $R_C$  usualmente es cero y que la  $h_{ib}$  es pequeña comparada con el  $R_E \parallel R_L$ , por lo que se puede ignorar  $h_{ib}$ , quedándonos:

$$Z_{inC} = R_B \parallel [\beta(R_E \parallel R_L)]$$

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

Para obtener la ganancia de corriente usamos divisores de corriente (figura III.47b):

$$i_L = i_o = \frac{R_E \cdot \beta i_b}{R_E + R_L} \quad \text{e} \quad i_b = \frac{R_B \cdot i_{in}}{R_B + h_{ie} + \beta(R_E \parallel R_L)} \quad \text{sustituyendo en:}$$

$$A_i = \frac{i_L}{i_b} \frac{i_b}{i_{in}} = \left( \frac{\beta R_E}{R_E + R_L} \right) \left( \frac{R_B}{h_{ie} + R_B + \beta(R_E \parallel R_L)} \right) \quad \text{pero } h_{ie} \approx \beta h_{ib}$$

$$A_i = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_B/\beta + (R_E \parallel R_L)} \right) \left( \frac{R_E}{R_E + R_L} \right)$$

Si  $h_{ib}$  es demasiado pequeña comparada con  $R_E \parallel R_L$  y  $R_B < \beta(R_E \parallel R_L)$ , entonces:

$$A_i = \left( \frac{R_B}{R_B/\beta + (R_E \parallel R_L)} \right) \left( \frac{R_E}{R_E + R_L} \right) \approx \frac{R_B}{R_L}$$

Observe que la  $A_i$  es positiva, por lo que no hay desfaseamiento de la señal de salida respecto a la de entrada.

### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

La ganancia de voltaje la obtenemos por la combinación de las ecuaciones de la ganancia de corriente y por la impedancia de entrada del circuito en la fórmula de la ganancia de impedancia:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_{in}} = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_B/\beta + R_E \parallel R_L} \right) \left( \frac{R_E}{R_E + R_L} \right) \left( \frac{R_L(h_{ib} + R_B/\beta + R_E \parallel R_L)}{R_B(h_{ib} + R_E \parallel R_L)} \right)$$

Eliminando numerador y denominador  $(h_{ib} + R_B/\beta + R_E \parallel R_L)$  y  $R_B$  nos queda:

$$A_v = \left( \frac{1}{h_{ib} + R_E \parallel R_L} \right) (R_E \parallel R_L) = \frac{R_E \parallel R_L}{h_{ib} + R_E \parallel R_L}$$

Como  $h_{ib}$  es usualmente menor que  $R_E \parallel R_L$  podemos aproximar la ganancia de voltaje como:

$$A_v \cong 1$$

Note que la ganancia es positiva y el  $v_{in}$  está en fase con  $v_o$ .

### Impedancia de salida ( $Z_{oc}$ )

Para la impedancia de salida usamos la figura III.45d anterior, cuya ecuación es:

$$Z_{oc} = \left( h_{ib} + \frac{R_S \parallel R_B}{1 + \beta} \right) \parallel R_E$$

## Ejemplo III.32

Analicemos el siguiente circuito (figura III.48), cuyos datos se muestran a continuación, para determinar:

- $R_B$ ,  $V_{BB}$ ,  $I_{CQ}$ ,  $V_{ECQ}$ ,  $v_{o_{p-p}}$ ,  $i_{o_{p-p}}$ ,  $R_{c-a}$ ,  $R_{c-d}$ ,  $V'_{CC}$ ,  $I'_C$ , impedancias y ganancias.
- Si se conecta  $C_C$  en paralelo con  $R_C$ , ¿qué ocurre con la operación del circuito?

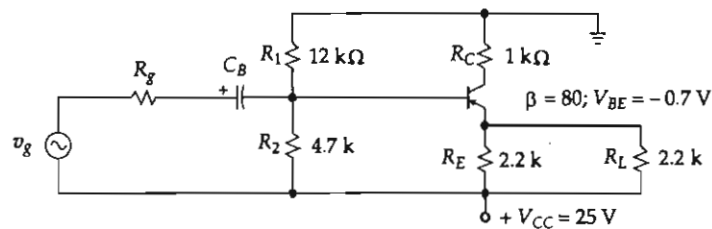


Figura III.48. Amplificador seguidor por emisor con transistor PNP.

### Solución

- Puesto que se nos da la red de polarización  $R_1$  y  $R_2$ , obtenemos el equivalente de Thévenin:

$$R_{Th} = R_B = R_1 \parallel R_2 = 12 \parallel 4.7 = 3.37 \text{ k}\Omega$$

$$V_{Th} = V_{BB} = \frac{-R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{-4.7 \cdot 25 \text{ V}}{12 + 4.7} = -7.03 \text{ V}$$

La corriente de colector la encontramos por:

$$I_{CQ} = \frac{V_B - V_{BE}}{R_B/\beta + R_E} = \frac{(-7.03 + 0.7) \text{ V}}{(3.37/80 + 2.2) \text{ k}\Omega} = -2.82 \text{ mA}$$

Para determinar  $V_{ECQ}$  utilizamos:

$$V_{ECQ} = -V_{CC} - (R_C + R_E)I_{CQ} = 25 \text{ V} - 3.2(-2.82) = -15.96 \text{ V}$$

El punto de trabajo del transistor es  $Q(-15.96 \text{ V}; -2.82 \text{ mA})$ .

El máximo voltaje de oscilación de salida está dado por:

$$v_{o_{p-p}} = 2 \cdot I_{CQ}(R_E || R_L) = 2(-2.82 \text{ mA})(1.1 \text{ k}\Omega) = -6.2 \text{ V}$$

Lo anterior indica que va a haber 3.1 V a la derecha y 3.1 V a la izquierda de Q.

Los valores de las rectas de carga son:

$$R_{c-a} = R_E || R_L + R_C = (1.1 + 1) \text{ k}\Omega = 2.2 \text{ k}\Omega \text{ y } R_{c-d} = R_E + R_C = (2.2 + 1) \text{ k}\Omega = 3.2 \text{ k}\Omega.$$

La corriente de oscilación por debajo y por arriba del punto de operación es:

$$i_{o_{p-p}} = \frac{v_{o_{p-p}}}{R_{c-a}} = \frac{-6.2 \text{ V}}{2.2 \text{ k}\Omega} = -2.95 \text{ mA}$$

El lugar donde toca la  $R_{c-a}$  con el eje de voltaje se obtiene por:

$$V'_{CC} = V_{ECQ} + I_{CQ} R_{c-a} = -15.95 \text{ V} - 2.82 \cdot 2.1 = 21.88 \text{ V}$$

y el punto donde toca con el eje de corriente es:

$$I'_C = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a}} = \frac{-21.88 \text{ V}}{2.1 \text{ k}\Omega} = -19.4 \text{ mA}$$

Para la impedancia de entrada del transistor a la derecha de  $R_B$  usamos:

$$R' = h_{ie} + \beta(R_E || R_L) = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{CQ}} + \beta(R_E || R_L) = \frac{80 \cdot 26}{2.82} + 80 \cdot 1100 = 88.73 \text{ k}\Omega$$

y la impedancia de entrada del circuito será por:

$$Z_{inC} = R_B || [\beta(R_E || R_L)] = 3.37 || 88 = 3.24 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de corriente se obtiene por medio de la ecuación:

$$A_i \cong \frac{R_B}{R_L} = \frac{3.37}{2.2} = 1.53$$

y la ganancia de voltaje es:

$$A_v = \frac{R_E \parallel R_L}{h_{ib} + R_E \parallel R_L} \cong 1$$

Se recomienda al lector que trace las rectas de carga para observar que, cuanto mayor sea  $R_2$  referido a  $R_1 = 12 \text{ k}\Omega$ , el punto  $Q$  se aproxima al eje de la corriente; en caso contrario, el punto se desplaza hacia  $V_{CC}$ .

b) Lo que ocurre con la operación del circuito es que al colocar  $C_C$  en paralelo con  $R_C$ , éste se cortocircuita a causa de las señales del generador, quedando:

$$V_{ECQ} = -V_{CC} - R_E \cdot I_{CQ} = -25 \text{ V} - 2.2(-2.118) = -20.34 \text{ V}$$

$v_{o_{p-p}}$  se mantiene igual.

### Ejemplo III.33

Diseñemos un amplificador de colector común con red de polarización tal que entregue una  $A_i = 15$ , si  $V_{CC} = 18 \text{ V}$ ,  $\beta = 100$  y  $R_E = R_L = 330 \Omega$ .

#### Solución

Lo primero que debemos obtener para este caso son las rectas de carga:

$$R_{c-a} = R_E \parallel R_L = 330 \parallel 330 = 0.165 \Omega \quad \text{y} \quad R_{c-d} = R_E = 300 \Omega$$

La corriente de colector y el voltaje en el punto  $Q$  se determinan por:

$$I_{CQ} = \frac{V_{CC}}{R_{c-a} + R_{c-d}} = \frac{18 \text{ V}}{(0.165 + 0.33) \text{ k}\Omega} = 36.36 \text{ mA}$$

$$V_{ECQ} = V_{CC} - I_{CQ} R_{c-d} = 18 \text{ V} - 36.36 \cdot 0.33 = 6 \text{ V}$$

La resistencia dinámica de la unión base-emisor del transistor es:

$$h_{ib} = 26 \text{ mV} / I_{CQ} = 26 \text{ mV} / 36.36 \text{ mA} = 0.71 \Omega$$

De la ecuación de la ganancia de corriente

$$A_i = \left( \frac{R_B}{h_{ib} + R_B/\beta + (R_E \parallel R_L)} \right) \left( \frac{R_E}{R_E + R_L} \right)$$

despejamos  $R_B$ ; esto es:

$$R_B = \frac{A_i (h_{ib} + R_E \parallel R_L)}{R_E / (R_E + R_L) - A_i / \beta} = \frac{15 (0.71 + 165)}{0.5 - 15/100} = 7.1 \text{ k}\Omega$$

El voltaje en la base del transistor, a circuito abierto es:

$$V_{BB} = I_{CQ}(R_B/\beta + R_E) + V_{EB} = 36.36 \mu A(7.1 \text{ k}\Omega/100 + 0.7) = 15.28 \text{ V}$$

Los valores de  $R_1$  y  $R_2$  los obtenemos por las ecuaciones:

$$R_1 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{BB}} = \frac{7.1 \text{ k}\Omega \cdot 18}{15.28} = 8.36 \text{ k}\Omega$$

y

$$R_2 = \frac{R_B V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}} = \frac{R_B}{1 - V_{BB}/V_{CC}} = \frac{7.1 \text{ k}\Omega \cdot 18}{18 - 15.28} = 47 \text{ k}\Omega$$

La máxima excursión del voltaje de salida es:

$$v_{o_{p-p}} = 2 \cdot I_{CQ} (R_E || R_L) = 2 \cdot 36.36 \text{ mA} \cdot 0.165 \text{ k}\Omega = 12 \text{ V}$$

La impedancia de entrada del transistor, así como la del circuito total, se determinan por:

$$R' = h_{ie} + (1 + \beta)(R_E || R_L) = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{CQ}} + \beta(R_E || R_L) = \beta[h_{ib} + (R_E || R_L)]$$

$$R' = 100(0.71 + 0.165) \Omega = 16.57 \text{ k}\Omega$$

$$Z_{inC} = R_B || \beta(R_E || R_L) = \frac{R_B \cdot \beta(R_E || R_L)}{R_B + \beta(R_E || R_L)} = \frac{7.1 \cdot 100 \cdot 0.165}{7.1 + 100 \cdot 0.165} = 4.96 \text{ k}\Omega$$

La ganancia de corriente la determinamos por la relación de  $A_i \equiv \frac{R_B}{R_L} = \frac{7.1}{0.33} = 21.5$ , ya que

$$R_B < \beta(R_E || R_L).$$

Puesto que la configuración es S-E, la ganancia de voltaje resulta:

$$A_v = \frac{R_E || R_L}{h_{ib} + R_E || R_L} < 1$$

Para la impedancia de salida del circuito total tenemos:

$$Z_{oCi} = \left( \frac{h_{ib} + R_E || R_L}{1 + \beta} \right) || (R_E || R_L) = \left( h_{ib} + \frac{R_B}{\beta} \right) || (R_E || R_L) = (0.7 + 719) || 165$$

$$Z_{oCi} = 50 \Omega$$

## III.5. AUTOPOLARIZACIÓN POR TENSIÓN DE COLECTOR CONSTANTE

En esta sección daremos una pequeña introducción a corriente directa de este tipo de amplificadores, pues el estudio a corriente alterna corresponde a la parte de los amplificadores con retroalimentación, que se analizarán en otro curso de electrónica.

Una forma para proporcionar la estabilidad mucho mejor que las ya vistas es la autopolarización o polarización que incorpora realimentación de voltaje del colector a la base. Su principal aplicación es como preamplificador de voltaje en las etapas de audio.

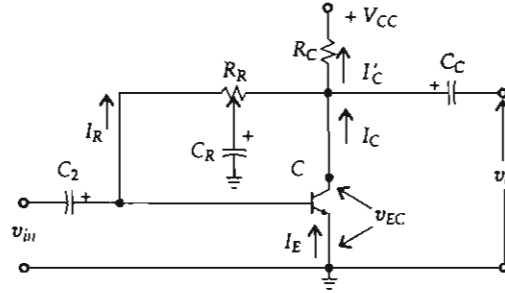


Figura III.49. Amplificador autopolarizado o con retroalimentación de voltaje.

En la figura III.49 se puede observar que  $R_R$  es el elemento que proporciona la retroalimentación de voltaje y que al aplicarle la señal a c-a a la base a través de  $C_2$  se produce una distorsión de la señal a c-a a causa de  $R_R$ . Para evitar esto, la  $R_R$  se separa en dos resistores y se coloca  $C_R$  entre ellos. El capacitor  $C_R$  impedirá que la componente de c-a de la tensión del colector entre al conductor de la base.

Para explicar la estabilización de la polarización de este circuito, supondremos que un aumento en  $I_{CO}$  (corriente de saturación del diodo de colector o de fuga), causado por una elevación de la temperatura, produce un aumento en  $I_C$  e  $I'_C$ , lo que hará que se consuma más voltaje a través de  $R_C$ . Si  $V_{CC}$  es fija y  $R_C I_C$  crece, quedará menos tensión en  $V_{EC}$  e  $I_B$  quedará determinada por  $V_{EC}/R_B$  (esto si el  $V_{BE} \approx 0$  V). Por consiguiente, cualquier reducción en el  $V_{CE}$  tenderá también a reducir a  $I_B$  e  $I_C$ . Por tanto, la disminución de  $I_B$  se inclinará a contener el aumento de  $I_C$  por  $I_{CO}$  y para estabilizar el  $V_{EC}$ , pues el  $V_{EC}$  controla a  $I_B$ .

El siguiente análisis es aproximado dadas las consideraciones que se toman.

## Malla izquierda de entrada

$$V_{CC} = R_C I'_C + R_R I_R + V_{BE}$$

$$I'_C = I_R + I_C; \quad I'_C \approx I_C = \beta I_R \text{ (por ser } I_R \text{ pequeña)}$$

$$V_{CC} = R_C \cdot \beta \cdot I_R + R_R I_R + V_{BE}$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + \beta R_C}$$

$$V_{CC} = V_{EC} + R_C I'_C, \text{ pero } I'_C \approx I_C$$



$$V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C$$

Otra forma de expresar  $V_{EC}$  es:

$$V_C = R_R I_R + V_{BE}$$

Sustituyendo  $I_R$  en la ecuación anterior tenemos:

$$V_C = R_R \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + \beta R_C} + V_{BE}$$

Operando esta última ecuación nos queda:

$$V_C = \frac{R_R + \beta R_C}{R_R + \beta R_C} V_{CC}$$

### Ejemplo III.34

Analicemos el circuito anterior, cuyos valores son:  $V_{CC} = 24 \text{ V}$ ,  $\beta = 19$ ,  $R_C = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_R = 60 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ .

Calculemos: a)  $I_R$ , b)  $V_{EC}$  y c)  $Q$ , si  $I_B = I_R$  y  $R_B = R_R$ .

#### Solución

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + R_C} = \frac{23.3 \text{ V}}{(60 + 19 \cdot 10) \text{ k}\Omega} = 93.2 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 1.77 \text{ mA}$$

$$V_{EC} = V_{CC} - R_C I_C = 24 \text{ V} - 10 \text{ k}\Omega \cdot 1.77 \text{ mA} = 6.29 \text{ V}$$

El punto de trabajo del transistor es: (6.29 V; 1.77 mA).

### Ejemplo III.35

Diseñemos un circuito con autopolarización por tensión de colector si:

$V_{CC} = -40 \text{ V}$ ,  $Q(-10 \text{ V}; -3 \text{ mA})$ ,  $\beta = 50$ ,  $V_{BE} = 0.2 \text{ V}$  y  $I_B = I_R$ .

#### Solución

$$-I_B = -I_C / \beta = 3 \text{ mA} / 50 = 60 \mu\text{A}$$

Los valores de  $R_C$  y  $R_R$  son:

$$R_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{I_C} = \frac{(40 - 10) \text{ V}}{3 \text{ mA}} = 10 \text{ k}\Omega$$

$$R_R = \frac{V_{CC} - R_C \cdot \beta I_B - V_{BE}}{I_B}$$

$$R_R = \frac{40 \text{ V} - 10 \cdot 50 \cdot 0.6 - 0.2 \text{ V}}{0.06 \text{ mA}} = 163.3 \text{ k}\Omega \text{ (comercial de } 180 \text{ k}\Omega)$$

### Ejemplo III.36

Del siguiente circuito (figura III.50), encontremos:  $V_{EC}$ ,  $I_B$  e  $I_C$ .

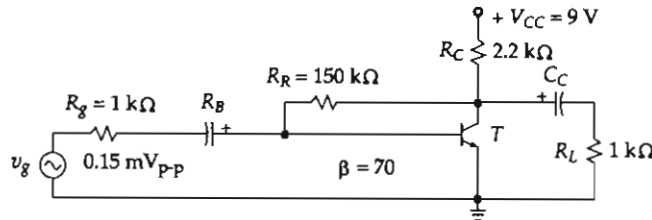


Figura III.50. Amplificador autopolarizado sin  $R_E$ .

### Solución

A c-d

De la malla de salida tenemos:

$$V_{CC} = R_C I_C + V_{EC} \Rightarrow V_{CC} = R_C \beta I_R + V_{EC} \quad \therefore I_R = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{\beta R_C} \quad (1)$$

De la malla de entrada:

$$V_{CC} = R_C I_C + R_R I_R + V_{EB} = R_C \beta I_R + R_R I_R + V_{BE} \quad \therefore$$

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + \beta R_C} \quad (2)$$

Igualando (1) y (2) y desarrollando:

$$V_{EC} = \frac{V_{CC} R_R + \beta R_C V_{BE}}{R_R + \beta R_C} = \frac{9 \cdot 150 + 70 \cdot 2.2 \cdot 0.7}{150 + 70 \cdot 2.2} = 4.79 \text{ V}$$

Pero:

$$V_{EC} = R_R I_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{EC} - V_{BE}}{R_R} = \frac{4.09 \text{ V}}{150 \text{ k}\Omega} = 27.3 \mu\text{A}$$

Y de la malla de salida:

$$I_C = \frac{V_{CC} - V_{EC}}{R_C} = \frac{(9 - 4.79) \text{ V}}{2.2 \text{ k}\Omega} = 1.91 \text{ mA}$$

### III.5.1. Autopolarización por combinación de tensión de colector y corriente de emisor constante

En el circuito de la figura III.51,  $R_1$  y  $R_2$  son los resistores de retroalimentación por voltaje y  $R_E$  es la retroalimentación por corriente:

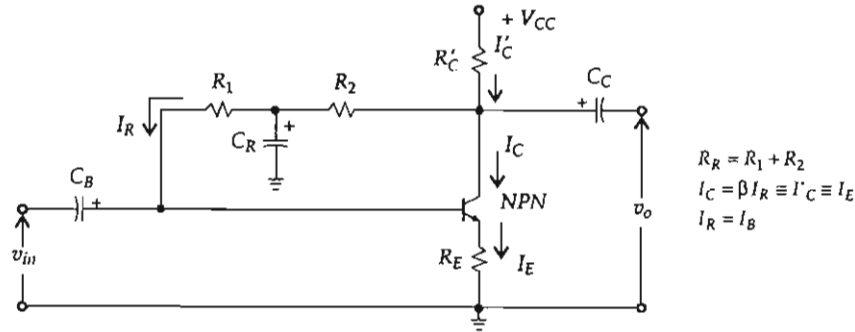


Figura III.51. Amplificador autopolarizado por colector y  $R_E$ .

#### Malla izquierda de entrada

$$V_{CC} = R_C I_C' + R_R I_B + V_{BE} + R_E I_E$$

$$V_{CC} = R_C \beta I_B + R_R I_B + V_{BE} + R_E I_B (1 + \beta)$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + \beta(R_E + R_C)} \text{ (por despreciar la unidad)}$$

Si  $V_{BE} = 0$  V, esto quiere decir que el emisor está conectado a la base; entonces  $I_B = V_{EC} / R_R$ .

#### Malla derecha de salida

$$V_{CC} = R_C I_C' + V_{EC} + R_E I_E \quad \therefore$$

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$

### Ejemplo III.37

Analicemos la figura anterior, cuyos valores son:  $V_{CC} = 16$  V,  $\beta = 40$ ,  $R_C = 3.6$  k $\Omega$ ,  $R_R = 200$  k $\Omega$ ,  $R_E = 270$   $\Omega$  y  $V_{BE} = 0.7$  V.

#### Solución

La corriente de base es:  $I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_R + R_E(1 + \beta) + \beta R_C}$

### Dispositivos amplificadores

$$I_B = \frac{(16 - 0.7) \text{ V}}{(200 + 0.27 \cdot 41 + 40 \cdot 3.6) \text{ k}\Omega} = 43 \mu\text{A}$$

$$I_C = \beta I_B = 40 \cdot 43 \mu\text{A} = 1.72 \text{ mA}$$

y

$$V_{EC} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E) = 16 \text{ V} - 1.72(3.6 + 0.27) = 9.34 \text{ V}$$

### Ejemplo III.38

Diseñemos un amplificador autopolarizado por tensión de colector y con  $R_E$ , cuyos datos son:  $V_{CC} = -30 \text{ V}$ ,  $R_C = 3.9 \text{ k}\Omega$ ,  $Q(-14.5 \text{ V}; -3.2 \text{ mA})$ ,  $\beta = 49$ ,  $V_{BE} = 0.2 \text{ V}$ . Transistor de germanio.

#### Solución

$$-I_b = I_C / \beta = 3.2 \text{ mA} / 49 = 65.3 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = (-0.0653 - 3.2) \text{ mA} = -3.26 \text{ mA}$$

Si  $V_{BE} = 0.2 \text{ V}$ , entonces:

$$R_R = \frac{V_{EC} - V_{BE}}{I_B} = \frac{(14.5 - 0.2) \text{ V}}{65.3 \text{ mA}} = 219 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 220 \text{ k}\Omega)$$

De la sección de salida:

$$V_{CC} = V_{EC} + I_C(R_C + R_E) \quad \therefore$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{EC} - R_C I_C}{I_C} = \frac{30 - 14.5 \text{ V} - 3.9 \cdot 3.2}{3.2 \text{ mA}} \cong 1 \text{ k}\Omega$$

$$V_E = R_E I_E = 1 \text{ k}\Omega(-3.26 \text{ mA}) = -3.26 \text{ V}$$

### III.6. CONCLUSIONES: EJEMPLOS Y PROPUESTAS

Con base en los temas anteriormente estudiados y con fines prácticos se concluye que, para receptores de audio domésticos, el factor de estabilidad ( $S_{I_C}$ ) puede ser de 3 a 6; para los amplificadores autoestéreos es de 5 a 10, y para los amplificadores de mayor exactitud, como los instrumentos de medición y las fuentes reguladas de voltaje industrial, etc., el  $S_{I_C}$  es de 8 a 30.

La siguiente tabla muestra los amplificadores de E-C cuyos factores de estabilidad son ascendentes.

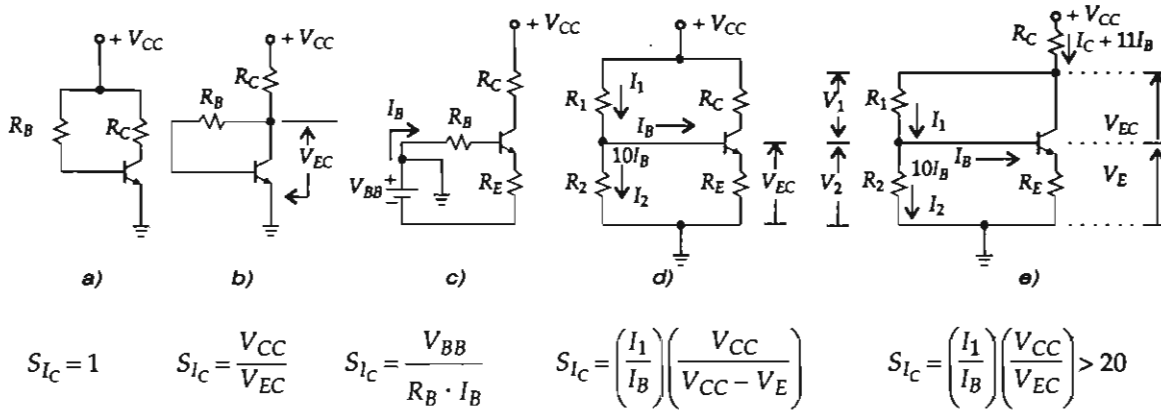


Figura III.52. a) Amplificador sin estabilización. b) Amplificador o autopolarizado. c) Amplificador con  $R_E$  de estabilización. d) Amplificador con estabilización tipo puente. e) Amplificador con estabilización serie puente en el que frecuentemente se omite  $R_2$ .

El propósito de lo anterior es que el alumno tenga una idea general de la magnitud de los factores de estabilidad y que, partiendo de estos factores, pueda proponer algunos parámetros y obtener otros.

### Diseño práctico

### Ejemplo III.39

Sea la figura III.52d anterior, cuyos valores son:  $V_{CC} = 9 \text{ V}$ ,  $R_C = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $Q(4.5 \text{ V}; 3.75 \text{ mA})$ ,  $\beta = 100$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ .

### Solución

A c-d

Como  $I_C = 3.75 \text{ mA}$ , a través de  $R_C$  produce un  $V_{R_C} = 3.75 \text{ V}$ , entonces:

$$I_B = I_C / \beta = 3.75 \text{ mA} / 100 = 37.8 \mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = 3.78 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{V_{CC} - V_{R_C} - V_{EC}}{I_E} = \frac{V_E}{I_E} = \frac{0.75 \text{ V}}{3.78 \text{ mA}} \cong 200 \Omega$$

La corriente que escapa por  $R_2$  se puede tomar arbitrariamente de tal forma que sea *al menos* 10 veces la  $I_B$ , esto es:

$$I_2 = 10 I_B = 0.375 \text{ mA}$$

### Dispositivos amplificadores

$$R_2 = \frac{V_B}{I_2} = \frac{V_E + 0.7}{I_2} = \frac{1.45 \text{ V}}{0.35 \text{ mA}} \cong 3.9 \text{ k}\Omega$$

Si  $I_2 = 10 I_B$ , entonces  $I_1 = 11 I_B$ , luego:

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{11 I_B} = \frac{(9 - 1.45) \text{ V}}{0.41 \text{ mA}} \cong 18 \text{ k}\Omega$$

$$A_v = \frac{R_C}{R_E} = \frac{1000}{200} = 5$$

El  $S_{I_C}$  según la figura III.52d es:

$$S_{I_C} = 11 \left( \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_E} \right) = 11 \left( \frac{9}{9 - 0.75} \right) = 12$$

### Ejemplo III.40

Diseñemos el amplificador de la figura III.52d, cuyos valores son:  $V_{CC} = 10 \text{ V}$ ,  $Q(4.5 \text{ V}; 1.2 \text{ mA})$ ,  $\beta = 150$ ,  $R_C = 3.6 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $V_g = 20 \text{ mV}_{p-p}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 3.6 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

**A c-d**

$$V_R = R_C I_C = 3.6 \text{ k}\Omega \cdot 1.2 \text{ mA} = 4.32 \text{ V}$$

$$I_B = I_C / \beta = 1.2 \text{ mA} / 150 = 8 \mu\text{A}$$

$$I_E = (0.008 + 1.2) \text{ mA} = 1.208 \text{ mA}$$

$$R_E = \frac{V_E}{I_E} = \frac{V_{CC} - V_R - V_{EC}}{I_E} = \frac{(10 - 4.32 - 4.5) \text{ V}}{1.2 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Si  $I_2 = 10 I_B = 80 \mu\text{A}$ , entonces:

$$R_2 = \frac{V_B}{I_2} = \frac{V_E + 0.7}{I_2} = \frac{(1.18 + 0.7) \text{ V}}{0.08 \text{ mA}} = 23.5 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 22 \text{ k}\Omega)$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_B}{11 I_B} = \frac{(10 - 1.88) \text{ V}}{11 \cdot 0.008 \text{ mA}} = 92.2 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 100 \text{ k}\Omega)$$

$$R_B = R_1 || R_2 = 18 \text{ k}\Omega$$

A c-a

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_B \cdot v_g}{R_B + R_g} = \frac{18 \cdot 20 \text{ mV}}{18 + 1} \cong 19 \text{ mV}$$

$$R_{Th_{c-a}} = \frac{R_B \cdot R_g}{R_B + R_g} = \frac{18 \cdot 1}{19} \cong 1 \text{ k}\Omega$$

$$i_b = \frac{V_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + R_E(1 + \beta)} = \frac{19 \text{ mV}}{(1 + 1 \cdot 151) \text{ k}\Omega} = 0.125 \text{ }\mu\text{A}$$

$$i_C = \beta i_b = 150 \cdot 0.0125 \text{ }\mu\text{A} = 18.7 \text{ }\mu\text{A}$$

$$v_o = -(R_C \parallel R_L) \cdot i_C = -1.8 \text{ k}\Omega \cdot 1.87 \text{ }\mu\text{A} = -33.7 \text{ mV}$$

$$A_v = \frac{v_o}{v_{Th_{c-a}}} = \frac{-33.7}{1.9} = -17.7 = |17.7|$$

### Ejemplo III.41

Diseñemos un circuito como el de la figura III.52e, cuyos datos son:  $V_{CC} = -4.5 \text{ V}$ ,  $I_C = -0.4 \text{ mA}$ ,  $\beta = 49$ ,  $S_{I_C} = 20$ ,  $R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$ . Germanio.

#### Solución

Observe que en este ejemplo no se da  $V_{EC}$  y que debemos partir de:

$$S_{I_C} = 11(-V_{CC}/V_{EC}) = 20 \quad \therefore V_{EC} = -2.475 \text{ V}$$

$$I_B = I_C/\beta = -0.4 \text{ mA}/49 = -8.16 \text{ }\mu\text{A}$$

$$I_E = I_B + I_C = -0.408 \text{ mA}$$

$$V_E = V_{CC} - V_R - V_{EC} = [-4.5 - 4.7(-0.4) + 2.475] \text{ V} = -0.145 \text{ V}$$

Si  $I_2 = 10 I_B = -81.6 \text{ }\mu\text{A}$ , entonces:

$$R_2 = \frac{V_E}{I_2} = \frac{V_E + 0.2}{81.6 \text{ }\mu\text{A}} = \frac{0.345 \text{ V}}{81.6 \text{ }\mu\text{A}} = 4.2 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 39 \text{ k}\Omega)$$

De aquí que:

$$R_1 = \frac{V_1}{I_1} = \frac{V_{CC} - V_B}{11 I_B} = \frac{(4.5 - 0.345) \text{ V}}{89.7 \text{ }\mu\text{A}} \cong 47 \text{ k}\Omega$$

Observe que, si se da un  $S_{I_C} = 45$ , el  $V_{EC}$  será un voltio y el punto de operación es:  $Q(-1\text{ V}; -0.4\text{ mA})$ . Con esta  $Q$  se recortará parte de un semiciclo de la señal de salida, ya que  $Q$  está desplazada hacia la izquierda de la gráfica.

Otra forma para el diseño de los amplificadores es partiendo del punto de operación  $Q$ , de  $V_{CC}$ , y proponiendo la ganancia de voltaje a c-a. Para el caso en que  $A_v$  sea igual o menor que 10, se puede usar  $A_v = R_C/R_E$ , de la que se despejaría  $R_E$ .

Para el diseño de la configuración de colector común o seguidor por emisor, el procedimiento es el mismo que el de E-C, asignando una  $I_2 = 10I_B$  y una  $I_1 = 11I_B$ , y pasando por el conductor de base una  $I_B$ . Recuerde que estas asignaciones son arbitrarias y que pueden variar; sin embargo, las anteriores son las que con mayor frecuencia se usan. Por otra parte, la ecuación de la figura III.52d se cumple si se le da  $6I_1$  y un factor de estabilidad  $S_{I_C} = 5$ . Esto quiere decir que  $V_E$  equivale a un quinto de  $V_{CC}$ , o si se da  $R_C$ , el valor de  $R_E$  será aproximadamente  $0.2 R_C$ .

### III.7. AMPLIFICADOR EN CASCADA DE ACOPLAMIENTO $R_C$

Puesto que en los amplificadores la salida de una etapa debe acoplarse a la entrada de la siguiente, en esta sección discutiremos el acoplamiento por  $R_C$ , más que nada en lo que respecta a los parámetros de  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ , pues el acoplamiento por  $R_C$  es un tema de la respuesta en frecuencia que corresponde a otra parte del estudio de la electrónica. Los otros acoplamientos son:

- *El directo.* En éste se necesita una respuesta plana o una frecuencia muy baja, por ejemplo: varias etapas de amplificadores de E-C en los que la salida de una etapa entra directamente a la base de la siguiente y así sucesivamente.
- *El par Darlington.*
- *Configuraciones compuestas complementarias.*
- *Acoplamiento por transformador.* En éste, la propiedad más útil es la de obtener cualquier grado de adaptación de impedancia entre una fuente y una carga, por ejemplo: en los amplificadores de potencia, en los que la impedancia de salida del primer amplificador se acopla a la impedancia de entrada del segundo. La correcta adaptación de impedancia proporciona la máxima transferencia de energía o potencia de un amplificador a otro.

Con el acoplamiento  $R_C$ , la señal que está presente en el colector de un amplificador, al estar funcionando éste, es acoplada a través de un capacitor a la base del siguiente amplificador y así sucesivamente, obteniéndose una ganancia total que es igual al producto de cada una de las ganancias individuales de cada etapa. El acoplamiento  $R_C$  permite el paso de la señal a c-a, bloquea la señal a c-d —quedando con esto aisladas entre sí cada etapa a c-d— y previene la interacción, evitando el desplazamiento de los puntos de operación.

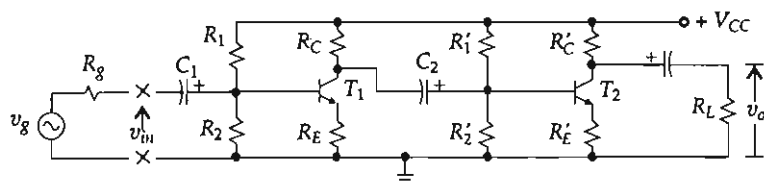


Figura III.53. a) Amplificador en cascada con acoplamiento  $R_C$  de dos etapas.

De la figura III.53a se tiene:



El capacitor  $C_1$  acopla al generador de la señal de entrada con el primer amplificador;  $C_2$  acopla la impedancia de salida del primero con la impedancia de entrada del segundo, y el capacitor  $C_3$  une la impedancia de entrada del generador y la de los dos amplificadores con la de salida o carga  $R_L$ .

La adición del segundo amplificador puede alterar las características del primero, afectando de esta manera el nivel de la señal alimentada al segundo amplificador. Así, por ejemplo, si  $C_2$  estuviese abierto,  $R_C$  actuaría como carga de c-a (señal) y carga a c-d para  $T_1$ . Cuando  $C_2$  está conectado tal y como lo muestra la figura anterior,  $R_C$  ya no es la carga de c-a del colector de  $T_1$ , sino que en su lugar la carga a c-a está constituida por  $R_C$  en paralelo con  $R'_1$  y  $R'_2$  y la impedancia de entrada de  $T_2$ . La  $R_L$  es la resistencia de carga de todo el circuito.

Sea la figura III.53b un circuito de dos etapas amplificadoras en el que, al aplicar la señal del generador, todos los capacitores se cortocircuitan porque sus reactancias son aproximadamente cero.

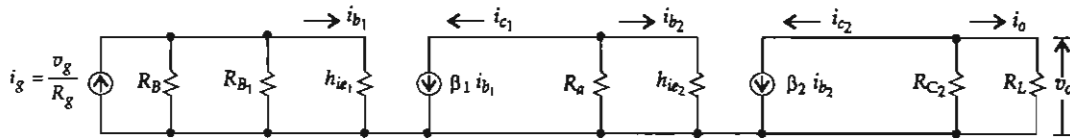


Figura III.53. b) Circuito equivalente a c-a de la figura anterior.

$$R_{B1} = R_1 || R_2; \quad h_{ie1} = R_E(1 + \beta); \quad R_a = R_C || R_{B2}; \quad R_{B2} = R'_1 || R'_2, \quad h_{ie} = R'_E(1 + \beta_2)$$

Siguiendo el mismo procedimiento que los problemas anteriores, tenemos:

### Ganancia de voltaje total ( $A_v$ )

De las figuras III.53a y c:

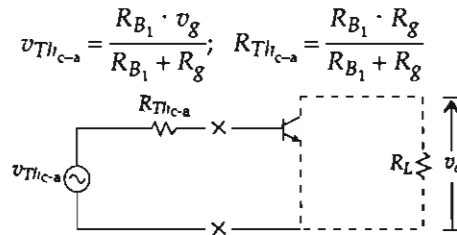


Figura III.53. c) Circuito equivalente a c-a simplificado.

$$i_{b1} = \frac{v_{Thc-a}}{R_{Thc-a} + h_{ie1}}$$

De la figura III.53b:

$$i_{b2} = \frac{-R_a \beta_1 i_{b1}}{R_a + h_{ie2}}$$

$$i_o = \frac{-R_{C2} \beta_2 i_{b2}}{R_{C2} + R_L}$$

La ecuación de  $i_{b1}$  en  $i_{b2}$  y el resultado de ésta en  $i_o$  son:

Dispositivos amplificadores

$$i_o = \left( \frac{-R_{C2}\beta_2}{R_{C2} + R_L} \right) \left( \frac{-R_a\beta_1 i_{b1}}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + h_{ie1}} \right)$$

$$i_o = \left( \frac{R_{C2}\beta_2}{R_{C2} + R_L} \right) \left( \frac{R_a\beta_1}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{\frac{R_B}{R_B + R_g} v_g}{\frac{R_B R_g}{R_B + R_g + h_{ie1}}} \right)$$

La caída de voltaje a través de  $R_L$  es:

$$v_o = R_L i_o = \left( \frac{R_L R_{C2} \beta_2}{R_{C2} + R_L} \right) \left( \frac{R_a \beta_1}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{R_B v_g}{R_B + R_g + h_{ie1}(R_B + R_g)} \right)$$

La ganancia total de voltaje es:

$$A_{v_i} = \frac{v_o}{v_g} = \beta_2 (R_C || R_L) \left( \frac{\beta_1 R_a}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{R_B}{R_B + R_g + h_{ie1}(R_B + R_g)} \right)$$

Operando la ecuación anterior nos queda finalmente:

$$A_{v_i} = \frac{v_o}{v_g} = \beta_2 (R_C || R_L) \left( \frac{\beta_1 R_a}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{R_g || R_{B1}}{R_g || R_{B1} + h_{ie1}} \right) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

$$A_{v_i} = A_{v_2} A_{v_1} \left( \frac{R_g || R_{B1}}{R_g || R_{B1} + h_{ie1}} \right) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

**Ganancia de corriente total ( $A_i$ )**

De la figura III.53b:

$$i_{b1} = \frac{(R_g || R_{B1}) \cdot i_g}{(R_g || R_{B1}) + h_{ie1}}$$

$$i_{b2} = \frac{-R_a \beta_1 i_{b1}}{R_a + h_{ie2}}$$

$$i_o = \frac{-R_{C2} \beta_2 i_{b2}}{R_{C2} + R_L}$$

El valor de  $i_{b1}$  en  $i_{b2}$  y el resultado de ésta en  $i_o$ :

$$A_i = \left( \frac{i_o}{i_g} \right) = \left( \frac{i_o}{i_{b2}} \right) \left( \frac{i_{b2}}{i_{b1}} \right) \left( \frac{i_{b1}}{i_g} \right) = \left( \frac{R_{C2} \beta_2}{R_{C2} + R_L} \right) \left( \frac{R_a \beta_1}{R_a + h_{ie2}} \right) \left( \frac{(R_g || R_{B1})}{(R_g || R_{B1}) + h_{ie1}} \right)$$

La ganancia de corriente total es:

$$A_{i_t} = A_{i_2} A_{i_1} \left( \frac{(R_g || R_{B_1})}{(R_g || R_{B_1}) + h_{ie_1}} \right)$$

Impedancia de entrada vista hacia el primer transistor sin  $C_{E_1}$ :

$$h_{ie_1} = R_{E_1}(1 + \beta_1)$$

Con  $C_{E_1}$  conectado en paralelo con  $R_{E_1}$ , es:

$$h_{ie_1} = \beta \cdot 26 \text{ mV} / I_{E_1}$$

La impedancia de entrada de todo el circuito sin  $C_{E_1}$  está dada por:

$$Z_{in_c} = R_g + R_{B_1} || h_{ie_1} = R_g + (R_1 || R_2) || [R_{E_1}(1 + \beta_1)]$$

Ahora bien, si el circuito tiene un  $C_E$  conectado en paralelo con  $R_{E_1}$ :

$$Z_{in_c} = R_g + (R_1 || R_2)(\beta_1 \cdot 26 \text{ mV} / I_{E_1})$$

$$A_{p_t} = |A_{v_t}| |A_{i_t}| \text{ (ganancia de potencia)}$$

Impedancia de salida ( $Z_o$ ):

$$Z_o = R_{C_2} || R_L$$

Para el circuito cascada de tres etapas  $A_{v_i}$  y  $A_{i_i}$  son:

$$A_{v_t} = A_{v_3} A_{v_2} A_{v_1} \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}} \right) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

$$A_{i_t} = A_{i_3} A_{i_2} A_{i_1} \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{(R_g || R_{B_1}) + h_{ie_1}} \right)$$

Observe que en las ganancias de voltaje y de corriente interviene el producto de las betas, por lo que dichas ganancias deberán ser grandes, pero como también intervienen los paralelos de los resistores, aquéllas disminuyen.

### Ejemplo III.42

Analicemos el siguiente circuito en cascada de dos etapas y calculemos  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ , además de los voltajes y corrientes de cada uno de los elementos:

## Dispositivos amplificadores

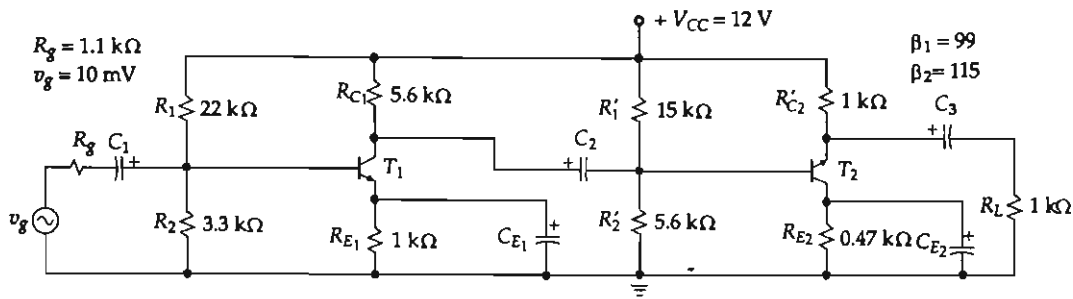


Figura III.54. a) Circuito amplificador de dos etapas.

### Solución

Los valores de los resistores son arbitrarios y el circuito se resuelve por divisores de voltaje y de corriente.

#### Primera etapa

##### Análisis a c-d

$$R_{B1} = R_1 \parallel R_2 = 22 \parallel 3.3 = 2.86 \text{ k}\Omega$$

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{3.3 \cdot 12 \text{ V}}{3.3 + 22} = 1.56 \text{ V}$$

Despreciando  $I_{B1}$ , el voltaje de emisor uno es:

$$V_{E1} = V_{B1} - V_{BE} = (1.56 - 0.7) \text{ V} = 0.865 \text{ V}$$

$$I_{E1} = \frac{V_{E1}}{R_{E1}} = \frac{0.865 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 0.86 \text{ mA}$$

Al considerar que la reactancia del capacitor de desacoplo  $C_E$  es aproximadamente cero, el capacitor queda cortocircuitado a causa de la frecuencia media. La impedancia de entrada de  $T_1$  queda como sigue:

$$h_{ie1} = \frac{\beta_1 \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{99 \cdot 26 \text{ mV}}{0.86 \text{ mA}} = 2.99 \text{ k}\Omega$$

#### Segunda etapa

$$R_{B2} = R'_1 \parallel R'_2 = 15 \text{ k}\Omega \parallel 5.6 \text{ k}\Omega = 4.06 \text{ k}\Omega$$

$$V_{B2} = \frac{R'_2 V_{CC}}{R'_1 + R'_2} = \frac{5.6 \cdot 12 \text{ V}}{15 + 5.6} = 3.26 \text{ V}$$

$$R_a = R_{C_1} || R_{B_2} = 5.6 \text{ k}\Omega || 4.07 \text{ k}\Omega = 2.35 \text{ k}\Omega$$

Despreciando  $I_{B_2}$ , el voltaje de emisor es:

$$V_{E_2} = V_{B_2} - V_{BE_2} = (3.26 - 0.7) \text{ V} = 2.56 \text{ V}$$

$$I_{E_2} = \frac{V_{E_2}}{R_{E_2}} = \frac{2.56 \text{ V}}{0.47 \text{ k}\Omega} = 5.64 \text{ mA}$$

$$h_{ie_2} = \frac{\beta_2 \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E_2}} = \frac{115 \cdot 26 \text{ mV}}{5.64 \text{ mA}} = 0.548 \text{ k}\Omega$$

$$v_{Th_{c-a}} = \frac{R_{B_1} v_g}{R_{B_1} + R_g} = \frac{2.86 \cdot 10 \text{ mV}}{2.86 + 1.1} = 7.22 \text{ mV}$$

$$R_{Th_{c-a}} = R_{B_1} || R_g = 2.86 || 1.1 = 0.794 \text{ k}\Omega$$

### Primera etapa

Según la figura III.53c, la corriente de base que circula en la malla es:

$$i_{b_1} = \frac{v_{Th_{c-a}}}{R_{Th_{c-a}} + h_{ie_1}} = \frac{7.22 \text{ mV}}{(0.794 + 2.99) \text{ k}\Omega} = 1.9 \text{ }\mu\text{A}$$

Y la corriente que circula en el circuito intermedio de la figura III.53b es:

$$i_{b_2} = \frac{-R_a \beta_1 i_{b_1}}{R_a + h_{ie_2}} = \frac{-2.35 \cdot 99 \cdot 1.9 \text{ }\mu\text{A}}{2.35 + 0.548} = -0.152 \text{ mA}$$

La corriente que pasa por  $R_L$  la obtenemos a partir de:

$$i_o = \frac{-R_{C_2} \beta_2 i_{b_2}}{R_{C_2} + R_L} = \frac{-1 \cdot 115 \cdot (-0.152 \text{ mA})}{1 + 1} = 8.77 \text{ mA}$$

Y la caída de voltaje a través de la carga externa es:

$$v_o = R_L i_o = 1 \text{ k}\Omega \cdot 8.77 \text{ mA} = 8.77 \text{ V}$$

Sustituyendo los valores anteriores en la siguiente ecuación, obtenemos la ganancia de voltaje total:

$$\bar{A}_{v_t} = \frac{v_o}{v_g} = \beta_2 (R_{C_2} || R_L) \left( \frac{\beta_1 R_a}{R_a + h_{ie_2}} \right) \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}} \right) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

*Dispositivos amplificadores*

$$A_{v_i} = \left( \frac{2.35 \cdot 99}{2.35 + 0.548} \right) \left( \frac{1 \cdot 115}{1 + 1} \right) \left( \frac{1.1 \parallel 2.86}{1.1 \parallel 2.86 + 2.99} \right) \left( \frac{1}{1.1} \right)$$

$$A_{v_i} = 80.27 \cdot 57.5 \cdot 0.19 = 880.8$$

La ganancia de voltaje total expresada en dB es:

$$A_{v_i} = 20 \cdot \log 880.8 = 58.9 \text{ dB}$$

Por la ecuación de la ganancia de corriente obtenemos:

$$A_{i_i} = \left( \frac{R_{C_2} \beta_2}{R_{C_2} + R_L} \right) \left( \frac{R_a \beta_1}{R_a + h_{ie_2}} \right) \left( \frac{(R_g \parallel R_{B_1})}{(R_g \parallel R_{B_1}) + h_{ie_1}} \right)$$

$$A_{i_i} = (80.27 \cdot 57.5) \left[ \frac{1.1 \parallel 2.86}{1.1 \parallel 2.86 + 2.99} \right] = 89.27 \cdot 57.5 \cdot 0.209 = 968.9$$

$$A_{i_i} = 20 \cdot \log 968.9 = 59.7 \text{ dB}$$

La ganancia de potencia del amplificador es:

$$A_{p_i} = A_{v_i} \cdot A_{i_i} = 880.8 \cdot 968.9 = 0.86 \cdot 10^6 = 10 \cdot \log 0.86 \cdot 10^6 = 59.3 \text{ dB}$$

La impedancia de entrada del circuito sin  $R_g$  es:

$$Z_{in_C} = R_{B_1} \parallel h_{ie_1} = 2.86 \parallel 2.99 = 1.46 \text{ k}\Omega$$

Y con  $R_g$ :

$$Z_{in_C} = R_g + R_{B_1} \parallel h_{ie_1} = (1.1 + 2.86 \parallel 2.99) \text{ k}\Omega = 2.56 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de salida equivale a:

$$Z_o = R_{C_2} \parallel R_L = 1 \text{ k}\Omega \parallel 1 \text{ k}\Omega = 0.5 \text{ k}\Omega$$

Las corrientes y voltajes para la primera etapa son:

$$I_1 = \frac{V_{CC} - V_{B_1}}{R_1} = \frac{(12 - 1.56) \text{ V}}{22 \text{ k}\Omega} = 0.474 \text{ mA}$$

$$I_2 = \frac{V_{B_1}}{R_2} = \frac{1.56 \text{ V}}{3.3 \text{ k}\Omega} = 0.472 \text{ mA}$$

Los voltajes a través de  $R_C$  y de  $R_E$  de la primera etapa son:

$$V_{R_C} = R_C I_{C_{Q_1}} = 5.6 \text{ k}\Omega \cdot 0.86 \text{ mA} = 4.81 \text{ V}$$

$$V_{E_1} = R_{E_1} I_{C_{Q_1}} = 1 \text{ k}\Omega \cdot 0.86 \text{ mA} = 0.86 \text{ V}$$

El punto de trabajo es  $Q_1(6.32 \text{ V}; 0.86 \text{ mA})$ .

Las corrientes y voltajes para la segunda etapa son:

$$I'_1 = \frac{V_{CC} - V_{B_2}}{R'_1} = \frac{(12 - 3.26) \text{ V}}{15 \text{ k}\Omega} = 0.5826 \text{ mA}$$

$$I'_2 = \frac{V_{B_2}}{R'_2} = \frac{3.26 \text{ V}}{5.6 \text{ k}\Omega} = 0.5821 \text{ mA}$$

Los voltajes a través de  $R'_C$  y de  $R'_E$  son:

$$V_{R_{C_2}} = R_{C_2} I_{C_{Q_2}} = 1 \text{ k}\Omega \cdot 5.44 \text{ mA} = 5.44 \text{ V}$$

$$V_{E_2} = R_{E_2} I_{C_{Q_2}} = 0.47 \text{ k}\Omega \cdot 5.44 \text{ mA} = 0.86 \text{ V}$$

El punto de trabajo para la segunda etapa es  $Q_2(4 \text{ V}; 5.44 \text{ mA})$ .

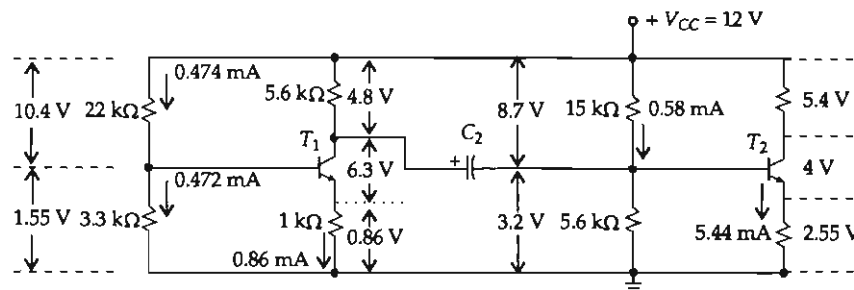


Figura III.55. Circuito original con voltajes y corrientes.

### Ejemplo III.43

Diseñemos un amplificador en cascada de dos etapas de E-C, cuyos valores son:

$V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $\beta_1 = \beta_2 = 120$ ,  $Q_1(8.65 \text{ V}; 1.55 \text{ mA})$ ,  $Q_2(7.3 \text{ V}; 3.2 \text{ mA})$ ,  $R_{C_1} = 6.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{C_2} = 3.3 \text{ k}\Omega$ .  
 $V_{BE_{1,2}} = 0.7 \text{ V}$ ,  $v_g = 20 \text{ mV}$ ,  $R_g = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

Para el diseño de este amplificador se considerará que la corriente que escapa por  $R_2$  y  $R'_2$  será al menos 10 veces  $I_B$ .

## Primer amplificador

### Análisis a c-d

Como por  $R_C$  circula una  $I_{C1} = 1.55 \text{ mA}$ , entonces:

$$V_{R_{C1}} = R_{C1} \cdot I_{C1} = 6.8 \text{ k}\Omega \cdot 1.55 \text{ mA} = 10.54 \text{ V}$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta_1} = \frac{1.55 \text{ mA}}{120} = 12.9 \mu\text{A}$$

$$I_{E1} = I_{B1} + I_{C1} = (0.0129 + 1.55) \text{ mA} = 1.56 \text{ mA}$$

$$R_{E1} = \frac{V_{CC} - V_{EC1} - V_{R_{C1}}}{I_E} = \frac{(20 - 8.65 - 10.54) \text{ V}}{1.56 \text{ mA}} = 5.19 \Omega$$

$$V_{E1} = R_{E1} I_{E1} = 0.519 \text{ k}\Omega \cdot 1.56 \text{ mA} = 0.81 \text{ V}$$

$$I_2 = 10 I_{B1} = 10 \cdot 12.9 \mu\text{A} = 0.129 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{B1}}{I_2} = \frac{(V_E + 0.7)}{0.129 \text{ mA}} = \frac{(0.81 + 0.7) \text{ V}}{0.129 \text{ mA}} = 11.7 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 12 \text{ k}\Omega)$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{11 I_{B1}} = \frac{(20 - 1.5) \text{ V}}{11 \cdot 12.9 \mu\text{A}} = 130.3 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial } 120 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{B1} = R_1 || R_2 = 12 || 120 = 10.9 \text{ k}\Omega$$

$$h_{ie1} = \frac{120 \cdot 26 \text{ mV}}{1.56 \text{ mA}} = 2 \text{ k}\Omega$$

## Segundo amplificador

$$V_{R_{C2}} = R_{C2} \cdot I_{C2} = 3.3 \text{ k}\Omega \cdot 3.2 \text{ mA} = 10.56 \text{ V}$$

$$I_{B2} = \frac{I_{C2}}{\beta_2} = \frac{3.2 \text{ mA}}{120} = 26.66 \mu\text{A}$$

$$I_{E2} = I_{B2} + I_{C2} = (0.0266 + 3.2) \text{ mA} = 3.226 \text{ mA}$$

$$R_{E2} = \frac{V_{CC} - V_{EC2} - V_{R_{C2}}}{I_{E2}} = \frac{(20 - 7.3 - 10.56) \text{ V}}{3.22 \text{ mA}} = 664 \Omega$$



El valor comercial de  $R_{E_2}$  es de  $560 \Omega$ :

$$V_{E_2} = R_{E_2} I_{E_2} = 0.56 \text{ k}\Omega \cdot 3.226 \text{ mA} = 1.8 \text{ V}$$

$$I_2' = 10 I_{B_2} = 10 \cdot 0.0266 \text{ mA} = 0.266 \text{ mA}$$

$$R_2' = \frac{V_{B_2}}{I_2'} = \frac{(V_{E_2} + 0.7) \text{ V}}{0.26 \text{ mA}} = \frac{(1.8 + 0.7) \text{ V}}{0.266 \text{ mA}} = 9.6 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 10 \text{ k}\Omega)$$

$$R_1' = \frac{V_{CC} - V_{E_2}}{11 I_B} = \frac{(20 - 1.8) \text{ V}}{11 \cdot 0.026 \text{ mA}} = 63.6 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 56 \text{ k}\Omega)$$

$$R_{B_2} = R_1' || R_2' = 56 \text{ k}\Omega || 10 = 8.48 \text{ k}\Omega$$

$$h_{ie_2} = \frac{\beta_2 \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E_2}} = \frac{120 \cdot 26 \text{ mV}}{3.226 \text{ mA}} = 967 \Omega$$

$$R_n = R_{C_1} || R_{B_2} = 6.8 \text{ k}\Omega || 8.48 = 3.77 \text{ k}\Omega$$

**Ganancia de voltaje total ( $A_{v_i}$ )**

$$A_{v_i} = \beta_2 (R_C || R_L) \left( \frac{\beta_1 R_n}{R_n + h_{ie_2}} \right) \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}} \right) \left( \frac{1}{R_g} \right)$$

$$A_{v_i} = 120(3.3 || 3.3) \left( \frac{120 \cdot 4}{3.77 + 2} \right) \left( \frac{1.2 || 10.9}{1.2 || 10.9 + 2} \right) \left( \frac{1}{1.2} \right)$$

$$A_{v_i} = 4411.59 = 20 \cdot \log 4631.3 = 73.3 \text{ dB}$$

**Ganancia de corriente total ( $A_{i_i}$ )**

$$A_{i_i} = \left( \frac{R_{C_2} \beta_2}{R_C + R_L} \right) \left( \frac{R_n \beta_1}{R_n + h_{ie_2}} \right) \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}} \right) = 60 \cdot 80 \cdot 0.35 = 1680$$

$$A_{i_i} = 20 \cdot \log 1680 = 64.5 \text{ dB}$$

**Ganancia de potencia total ( $A_{p_i}$ )**

$$A_{p_i} = A_{v_i} A_{i_i} = 4631.3 \cdot 1680 = 7.7 \cdot 10^6$$

$$A_{p_i} = 10 \cdot \log 7.7 \cdot 10^6 = 68.9 \text{ dB}$$

**Impedancia de entrada del circuito ( $Z_{in_C}$ )**

$$Z_{in_C} = R_1 || R_2 || h_{ie_1} = 10.9 || 2 = 1.68 \text{ k}\Omega$$

**Impedancia de salida ( $Z_o$ )**

$$Z_o = R_{C_2} || R_L = 1.65 \text{ k}\Omega$$

### Ejemplo III.44

Diseñemos un amplificador en cascada con un E-C y uno de colector común o seguidor por emisor, cuyos valores son:  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $Q_1(6.3 \text{ V}; 2 \text{ mA})$ ,  $Q_2(V_{EC} I_E) = Q_2(8.19 \text{ V}; 0.83 \text{ mA})$ ,  $R_C = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta_1 = \beta_2 = 175$ ,  $R_g = 1.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 8.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ . Observe que no se da  $v_g$ .

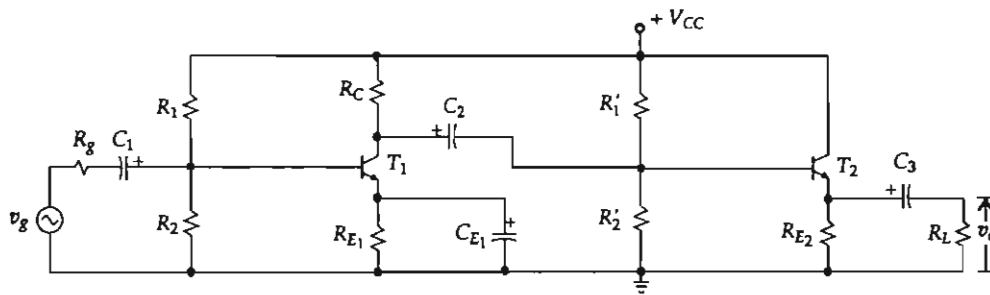


Figura III.56. a) Amplificador en cascada con E-C y C-C.

### Solución

El siguiente procedimiento es aproximado, ya que se toma una corriente de escape por  $R_2$  y  $R'_2$  al menos 10 veces la  $I_B$  de cada uno de los transistores.

#### Primer amplificador

##### Análisis a c-d

Si por el resistor de colector  $R_C$  circula una  $I_C = 2 \text{ mA}$ , entonces:

$$V_{R_C} = R_C I_{C_1} = 3.3 \text{ k}\Omega \cdot 2 \text{ mA} = 6.6 \text{ V}$$

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1}}{\beta_1} = \frac{2 \text{ mA}}{175} = 11.42 \mu\text{A}$$

$$I_{E_1} = I_{B_1} + I_{C_1} = 2.011 \text{ mA}$$

$$R_{E1} = \frac{V_{CC} - V_{EC1} - V_{RC1}}{I_{E1}} = \frac{(15 - 6.3 - 6.6) \text{ V}}{2.01 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

$$V_{E1} = R_{E1} I_{E1} = 1 \text{ k}\Omega \cdot 2.01 \text{ mA} = 2 \text{ V}$$

Proponiendo una corriente de  $I_2 = 10 I_{B1}$  por  $R_2$ :

$$I_2 = 10 I_{B1} = 10 \cdot 11.42 \mu\text{A} = 0.113 \text{ mA}$$

$$R_2 = \frac{V_{B1}}{I_2} = \frac{V_{E1} + 0.7}{I_2} = \frac{(2 + 0.7) \text{ V}}{0.113 \text{ mA}} = 23.9 \text{ k}\Omega \text{ (comercial de } 22 \text{ k}\Omega)$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_{B1}}{11 I_B} = \frac{(15 - 2.7) \text{ V}}{11 \cdot 11.3 \mu\text{A}} = 98.9 \text{ k}\Omega \approx 100 \text{ k}\Omega$$

$$R_{B1} = R_1 || R_2 = 100 || 22 = 18 \text{ k}\Omega$$

Por tener el  $C_E$  conectado a  $R_E$  la impedancia de entrada al  $T_1$  es:

$$h_{ie1} = \frac{\beta \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E1}} = \frac{175 \cdot 26 \text{ mV}}{2.01 \text{ mA}} = 2.26 \text{ k}\Omega$$

## Segundo amplificador

$$Q_2(8.19 \text{ V}; 0.83 \text{ mA})$$

$$I'_B = \frac{I'_C}{\beta} = \frac{0.83 \text{ mA}}{175} = 4.74 \mu\text{A}$$

$$I'_E = I'_B + I'_C = (0.0047 + 0.83) \text{ mA} = 0.834 \text{ mA}$$

$$R_{E2} = \frac{V_{E2}}{I'_E} = \frac{V_{CC} - V_{EC2}}{I'_E} = \frac{(15 - 8.19) \text{ V}}{0.834 \text{ mA}} = 8.16 \text{ k}\Omega \approx 8.2 \text{ k}\Omega$$

$$I'_2 = 10 I'_B = 10 \cdot 4.74 \mu\text{A} = 47.4 \mu\text{A}$$

$$R'_2 = \frac{V_{B2}}{I'_2} = \frac{V_{E2} + 0.7 \text{ V}}{I'_2} = \frac{V_{CC} - V_{EC2} + 0.7}{I'_2} = \frac{(6.81 + 0.7) \text{ V}}{0.047 \text{ mA}} = 158.4 \text{ k}\Omega$$

El valor comercial de  $R'_2$  es de  $150 \text{ k}\Omega$ :

$$R'_1 = \frac{V_{CC} - V_{B2}}{11 I'_B} = \frac{(15 - 7.5) \text{ V}}{11 \cdot 4.74 \mu\text{A}} = 143.8 \text{ k}\Omega \text{ (comercial } 150 \text{ k}\Omega)$$

$$R'_B = R'_1 || R'_2 = 150 || 150 = 75 \text{ k}\Omega$$

### Análisis a c-a

La carga resistiva de salida a c-a del primer amplificador ( $R_{L1}$ ), es decir, la impedancia de entrada que presenta el segundo amplificador, está dada por  $R_C$  de la carga de  $T_1$  y la impedancia de entrada del  $T_2$  de C-C compuesta por el  $R'_1 || R'_2$ , la  $h_{ie2}$  y el  $(R_{E2} || R_L)(1 + \beta_2)$  (véase sección III.4).

La impedancia vista hacia la base de  $T_2$  sin tomar en cuenta  $R_E$  y  $R_L$ :

$$h_{ie2} = \frac{\beta_2 \cdot 26 \text{ mV}}{I_{E2}} = \frac{175 \cdot 26 \text{ mV}}{0.83 \text{ mA}} = 5.48 \text{ k}\Omega \quad \text{o} \quad h_{ib2} = \frac{26 \text{ mV}}{0.83 \text{ mA}} = 31.3 \Omega$$

$$R_{c-a1} = R_{L1} = R_C || R'_B || R_{L2} = R_C || R'_B || [h_{ie2} + (1 + \beta_2)(R_{E2} || R_L)]$$

$$R_{c-a1} = R_{L1} = 3.3 || 57 || (5.48 + 176 \cdot 8.2 || 8.2) = 3.14 \text{ k}\Omega$$

La recta de carga a c-d para  $T_1$  es:

$$R_{c-d1} = R_E + R_C = (1 + 3.3) \text{ k}\Omega = 4.3 \text{ k}\Omega$$

El voltaje máximo de excursión de salida para  $T_1$  está dado por:

$$v_{o_{p-p}} = 1.8 I_{C1}(R_C || R_{L1}) = 1.8 \cdot 2 \text{ mA}(3.3 || 3.14) \text{ k}\Omega = 5.79 \text{ V}$$

Es decir que el voltaje de salida oscila 2.89 V a la derecha y a la izquierda del punto de trabajo  $Q_1$ . Los puntos donde toca la recta de carga a c-a con el eje de voltaje y de corriente son:

$$V'_{CC} = V_{ECQ1} + I_{CQ1}R_{c-a1} = 6.3 \text{ V} + 2 \cdot 3.14 = 12.58 \text{ V}$$

$$I'_{C1} = \frac{V'_{CC}}{R_{c-a1}} = \frac{12.58 \text{ V}}{3.14 \text{ k}\Omega} = 4 \text{ mA}$$

El punto donde toca la recta de carga directa con el eje de corriente es:

$$I_{C1} = \frac{V_{CC}}{R_{c-d1}} = \frac{15 \text{ V}}{4.3 \text{ k}\Omega} = 3.48 \text{ mA}$$

Y la corriente del colector uno pico-pico de salida es:

$$i_{o_{p-p}} = \frac{v_{o_{p-p}}}{R_{c-a1}} = \frac{5.79 \text{ V}}{3.14 \text{ k}\Omega} = 1.84 \text{ mA}_{p-p}$$

Esto quiere decir que oscila 0.92 mA sobre y por debajo del punto  $Q_1$ .

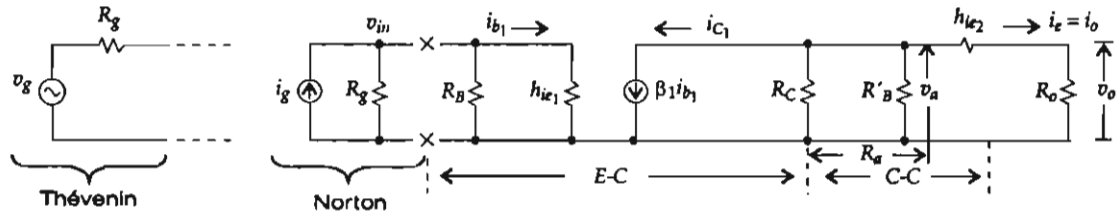


Figura III.56 b) Circuito equivalente a c-a con pequeña señal.

$$i_g = \frac{v_g}{1.8 \text{ k}\Omega}; R_{B1} = R_1 \parallel R_2 = 18 \text{ k}\Omega, R_a = R_C \parallel R'_B = 3.3 \parallel 75 = 3.16 \text{ k}\Omega$$

$$R_{L1} = 3.14 \text{ k}\Omega; R_o = (1 + \beta_2)(R_{E2} \parallel R_L) = 176 \cdot 4.1 \text{ k}\Omega = 721.6 \text{ k}\Omega$$

Las rectas de carga a c-a y a c-d para el segundo amplificador son:

$$R_{c-a2} = R_{E2} \parallel R_L = 8.2 \parallel 8.2 = 4.1 \text{ k}\Omega$$

$$R_{c-d2} = R_{E2} = 8.2 \text{ k}\Omega$$

Los puntos donde toca la recta de carga a c-a los ejes de voltaje y de corriente son:

$$V'_{CC2} = V_{ECQ2} + I_{CQ2} R_{c-a2} = 8.19 \text{ V} + 0.834 \cdot 4.1 = 11.6 \text{ V}$$

$$I'_C = \frac{V'_{CC2}}{R_{c-a2}} = \frac{11.6 \text{ V}}{4.1 \text{ k}\Omega} = 2.83 \text{ mA}$$

El voltaje máximo de oscilación de salida del segundo amplificador es:

$$v_{o2p-p} = 2(I'_C - 0.05 I'_C)(R_{E2} \parallel R_L) = 2(0.83 - 0.05 \cdot 2.83) 4.1 = 5.64 \text{ V}$$

La intersección de la recta de carga a c-d con el eje de corriente es:

$$I_{C2} = \frac{V_{CC}}{R_{c-d2}} = \frac{15 \text{ V}}{8.2 \text{ k}\Omega} = 1.82 \text{ mA}$$

Y la corriente máxima de oscilación del amplificador dos está dado por:

$$i_{o2p-p} = \frac{v_{o2p-p}}{R_{c-a2}} = \frac{5.64 \text{ V}}{4.1 \text{ k}\Omega} = 1.37 \text{ mA}$$

Lo anterior quiere decir que la corriente oscila 0.68 mA sobre y por debajo de  $Q_2$ .

### Ganancia de voltaje total ( $A_{v_t}$ )

Por divisores de voltaje y por la ley de Ohm:

$$A_{v_t} = \frac{v_o}{v_g} = \left( \frac{v_o}{v_a} \right) \left( \frac{-v_a}{i_{b_1}} \right) \left( \frac{i_{b_1}}{v_g} \right)$$

$$v_o = \frac{R_{L_1} \cdot v_a}{R_{L_1} + h_{ie_2}}; \quad v_a = -R_a(\beta_1 i_{b_1}) = -\beta_1(R_C || R_{B_2})i_{b_1} \quad e$$

$$i_{b_1} = \frac{R_g || R_{B_1} \cdot i_g}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}}, \quad \text{pero:} \quad i_{b_1} = \frac{R_g || R_{B_1}(v_g/R_g)}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}}$$

Sustituyendo las ecuaciones anteriores en la fórmula de la ganancia de voltaje, tenemos:

$$A_{v_t} = \left( \frac{R_{L_1}}{R_{L_1} + h_{ie_2}} \right) [-\beta_1(R_C || R_{B_2})] \left( \frac{R_g || R_{B_1}}{(R_g || R_{B_1} + h_{ie_1})R_g} \right)$$

$$A_{v_t} = \left( \frac{3.14}{3.14 + 5.48} \right) [-175(3.3 || 75)] \left( \frac{1.8 || 18}{(1.8 || 18 + 2.26)1.8} \right) = 47$$

Observe que la ganancia es pequeña porque es la del primer amplificador, pues el de C-C tiene una ganancia de voltaje menor que la unidad.

$$A_{v_t} = 20 \log 47 = 33.43 \text{ dB}$$

La máxima oscilación simétrica en torno de  $Q_2$  es 5.64 V<sub>p-p</sub>, de forma que el valor requerido de la señal del generador para obtener la ganancia del voltaje anterior será:

$$A_{v_t} = \frac{v_{o_{p-p}}}{v_g} = \left( \frac{v_{o_{p-p}}}{v_{o_1}} \right) \left( \frac{v_{o_1}}{v_g} \right) = \frac{5.64 \text{ V}}{v_g} = 47 \quad \therefore$$

$$v_g = \frac{5.64 \text{ V}_{p-p}}{47} = 120 \text{ mV}$$

### Ganancia de corriente total ( $A_{i_t}$ )

De la figura III.56b por divisores de corrientes tenemos:

$$i_o = \frac{-R_a \cdot \beta_1 i_{b_1}}{R_a + R_{L_2}}; \quad i_{b_1} = \frac{R_g || R_{B_1} \cdot i_g}{R_g || R_{B_1} + h_{ie_1}}; \quad A_{i_t} = \frac{i_o}{i_g} = \left( \frac{-i_o}{i_{b_1}} \right) \left( \frac{i_{b_1}}{i_g} \right)$$

$$A_{i_t} = \left( \frac{-3.16 \cdot 175}{3.16 + 3.14} \right) \left( \frac{1.8 \parallel 18}{1.8 \parallel 2.26} \right) = 136.86$$

Y en dB:

$$A_{i_t} = 20 \log 36.86 = 31.33 \text{ dB}$$

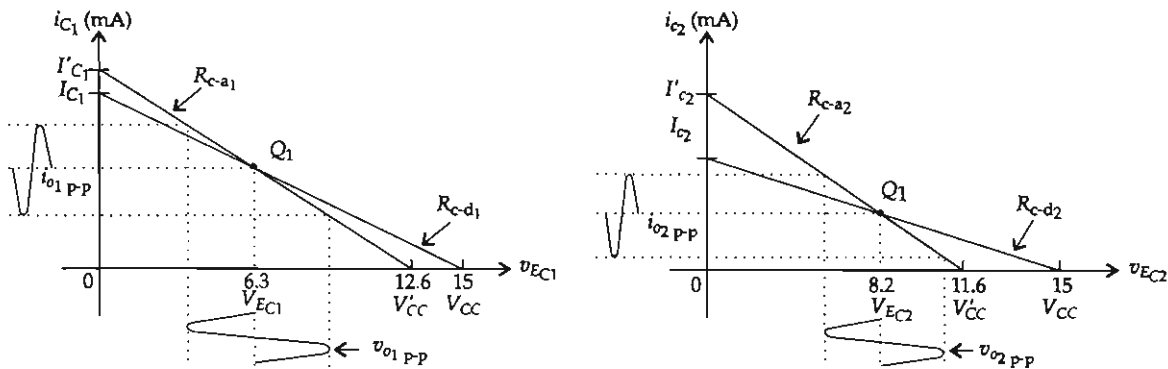


Figura III.56 c) Rectas de carga para  $T_1$  y  $T_2$ .

**Ganancia de potencia total ( $A_{p_t}$ )**

$$A_{p_t} = A_{v_t} \cdot A_{i_t} = 47 \cdot 36.86 = 1732.4 = 10 \log 1732.4 = 32.38 \text{ dB}$$

**Impedancia de entrada total del circuito ( $Z_{in_t}$ )**

$$Z_{in_t} = R_g \parallel R_1 \parallel R_2 \parallel h_{ie_1} = 1.8 \parallel 100 \parallel 22 \parallel 2.26 \approx 1 \text{ k}\Omega$$

**Impedancia de salida ( $Z_o$ )**

Para la impedancia de salida total del amplificador de dos etapas, la fuente de corriente del primer amplificador se deja abierta, quedando entonces:

$$Z_o = \left( \frac{R_o}{1 + \beta_2} + h_{ib_2} \right) \parallel (R_{E_2} \parallel R_L) = \left( \frac{3160}{176} + 31.3 \right) \parallel 4100 = 48.5 \Omega$$

### III.8. TRANSISTOR EFECTO DE CAMPO

El transistor efecto de campo (FET) es un dispositivo electrónico de una sola unión, sensible al voltaje, que depende de la operación del control de la corriente en un campo eléctrico y consta de tres terminales: D drenaje, G compuerta y S fuente.

Este transistor se caracteriza por tener una impedancia de entrada del orden de  $M\Omega$ , y su operación del FET depende solamente del flujo de los portadores mayoritarios. Es simple de fabricar y ocupa poco espacio en los circuitos integrados; también presenta menos ruido que el transistor BJT

y no presenta voltaje de disparo con corriente de drenaje cero, lo que lo convierte en un excelente conmutador electrónico de alta velocidad. Tiene mejor estabilidad térmica comparado con el BJT y su desventaja principal es que su ancho de banda es más pequeño que el de los BJT. El manejo de estos transistores debe hacerse con mucho cuidado, ya que si la persona que los usa trae puesta ropa sintética es probable que tenga cargas eléctricas estáticas y al tocarlos con los dedos puedan causarle un daño irreversible.

Se utiliza el término "efecto de campo" para describir este dispositivo porque el mecanismo de control de la corriente es el efecto para incrementar la polarización inversa del campo asociado con la región de las cargas descubiertas (iones inmóviles no neutralizados en cada lado de la unión).

### III.8.1. Funcionamiento del FET

Ya que existen dos tipos de FET, que son de canal N (electrones) y de canal P (huecos), optamos por estudiar el FET de canal N. En el FET de canal N la flecha de la compuerta va hacia adentro y en el de canal P es opuesta.

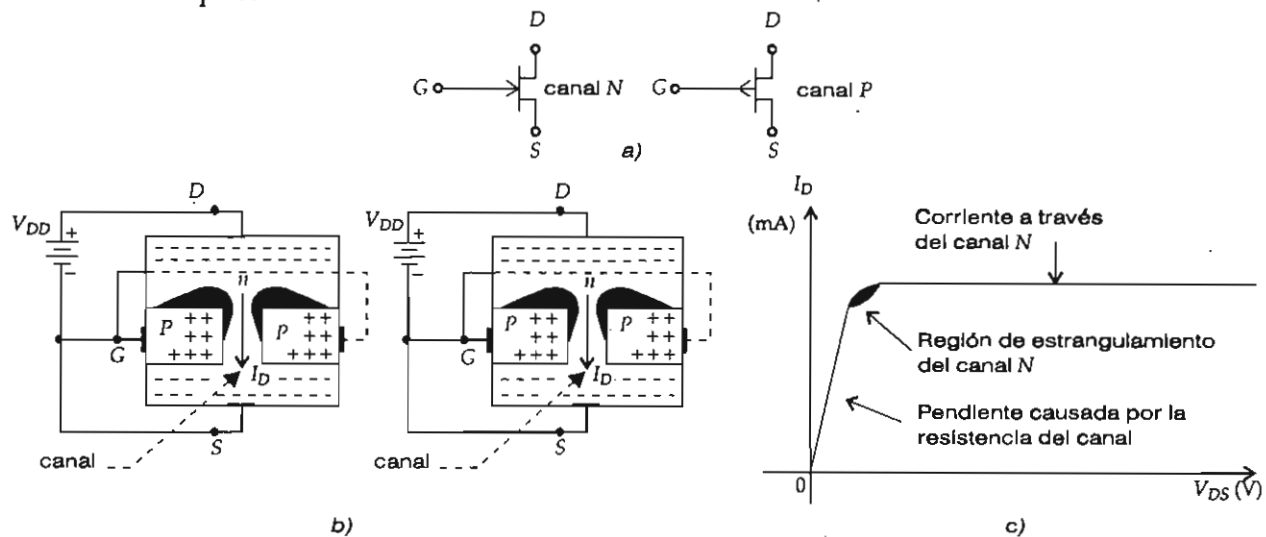


Figura III.57. a) Símbolos. b) Corte transversal. c) Curva característica del FET. Los signos --- y +++ representan los electrones y los huecos.

Para entender la operación de este dispositivo debemos considerar que las terminales de la fuente y de la compuerta están al potencial de la tierra (figura III.57a). Ahora, al aplicarle un pequeño potencial positivo al drenaje respecto a la fuente, provocamos que fluyan los electrones desde la fuente hacia el drenaje (la corriente fluye desde el drenaje hacia la fuente). Note que se desprecia el flujo de corriente entre la fuente y la compuerta, de aquí que la unión del diodo formado por el canal y la compuerta esté polarizado inversamente (figura III.57b). El aumento del flujo de la corriente desde el drenaje hacia la fuente depende inicialmente de un potencial drenaje-fuente ( $V_{DS}$ ) y de la resistencia del material N del canal entre éstos. Esta resistencia es una función de la contaminación del material N, así como del ancho del canal, de la longitud y del espesor del material utilizado.

A medida que se incrementa el potencial en el drenaje-fuente ( $V_{DS}$ ) el diodo formado por la unión del canal y la compuerta queda polarizado inversamente. Sin embargo, la corriente del drenaje fluye a través de su conductor a causa del campo eléctrico formado entre el drenaje y la fuente. Pero si se le aplica todavía más voltaje entre las terminales drenaje-fuente, la región de agotamiento o



vacía se incrementa causando estrechez en el canal (figuras III.57b y c). Si el área del canal decrece, se produce un incremento en la resistencia, de aquí que la relación del incremento de la corriente por unidad aumente con la disminución del voltaje drenaje-fuente.

Dicho con otras palabras, el FET tiene una sola unión: la del contorno interno del rectángulo  $P$  incrustado en el elemento  $N$  (figura III.57a).

Se observa que las terminales  $D$  y  $S$  están polarizadas directamente, pues la placa positiva de  $V_{DD}$  atrae a los electrones del elemento  $N$ , mientras que la placa negativa repele dichos electrones, aun dado el caso de que el sentido de  $I_D$  (corriente de drenaje) esté convencionalmente hacia abajo.

También se aprecia que la parte media superior de la figura III.57a está polarizada inversamente, lo cual quiere decir que la placa positiva de  $V_{DD}$  atrae a los electrones y la negativa atrae a los huecos. Así es que, al incrementar el voltaje de  $V_{DD}$ , una parte polariza directamente la unión y la otra se polariza inversamente.

Lo anteriormente descrito se presenta con la parte achurada de las figuras III.57a y b en el canal del transistor, que, a medida que se incrementa el voltaje, comienza a conducir (pendiente de conducción) y, a medida que se incrementa el voltaje de  $V_{DD}$  se polariza inversamente; el canal "se estrangula" y no permite el paso de la corriente a través de él.

En la figura III.57c está representada la corriente que circula a través de dicho canal. En dicha figura se aprecia que los FET no requieren voltaje de disparo, como el caso de los BJT, que requerían 0.2 o 0.7 V para que empezaran a conducir. Los FET comienzan a conducir en el momento en que se forma un campo eléctrico entre el drenaje y la fuente.

### III.8.2. Curva de transferencia y de salida drenaje-fuente

Sea la figura III.58 en la que se variarán  $V_{GS}$  y  $V_{DS}$ . Observe que  $V_{GS}$  polariza inversamente la unión de la parte inferior de la figura III.57a.

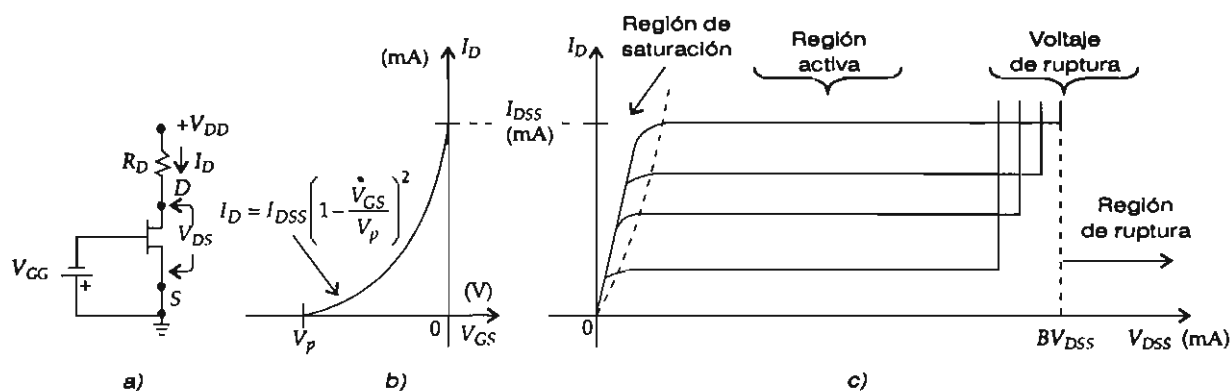


Figura III.58. a) Circuito para la obtención de las curvas características de salida. b) Curva de transferencia. c) Características de salida.

El procedimiento para la obtención de las curvas de salida es muy similar al de la configuración de emisor común en los BJT. Primeramente fijamos  $V_{GS} = 0$  V o se cortocircuita la compuerta con la fuente y luego se incrementa de dos en dos, o de cinco en cinco voltios y se toma la lectura en  $I_D$ . Esta corriente de  $I_D$  máxima, es decir,  $I_{DSS}$ , está representada por una segunda s, que indica saturación, y la proporciona el fabricante en los manuales. Se tabulan los valores y se traza la primera curva de salida. En seguida se aplica un voltaje de un voltio entre la compuerta y la fuente. Tanto

en este caso como en el anterior, el canal desarrollará una región de agotamiento en el que la cantidad de corriente  $I_D$  será menor que la anterior. Se traza la segunda curva. Si se vuelve a incrementar negativamente  $V_{GS}$ , la  $I_D$  vuelve a disminuir y así sucesivamente hasta que no haya corriente de drenaje, independientemente del voltaje drenaje-fuente. Este voltaje entre la compuerta G y la fuente S de estrangulamiento en el que no hay corriente de drenaje ( $I_D$ ) o es muy pequeña —lo que indica que el transistor está en corte—, se llama *voltaje de estrangulamiento de corte* y se representa por  $V_{GS} = V_p$ . Este valor también lo proporciona el fabricante del transistor. Lo contrario de este voltaje es el voltaje de ruptura  $BV_{GSS}$ , el cual indica el límite del voltaje compuerta-fuente que nos da la corriente máxima de saturación  $I_{DSS}$ , que no debemos sobrepasar, porque el transistor se daña. He aquí el por qué se recomienda tener cuidado en el manejo del FET.

Puesto que la unión está polarizada inversamente por  $V_{GG}$ , habrá una pequeña corriente de compuerta de saturación o inversa ( $I_{DSS}$ ), la cual es del orden de un nanoamper ( $1 \text{ nA}$ ) para el transistor de silicio; tiene una conductancia dinámica de entrada de alrededor de  $2 \cdot 10^{-10}$  o una resistencia de entrada dinámica de  $5 \cdot 10^9$ . Recuerde que estos transistores son los que usan los amplificadores operacionales, los cuales tienen una impedancia de entrada muy grande o infinita.

Como puede verse en la figura III.58b anterior la curva de transferencia está dada por:

$$I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2$$

donde, si hacemos  $V_{GS} = 0$ ,  $I_D = I_{DSS}$  (figura III.58c) y si  $I_D = 0$ ,  $V_{GS} = V_p$ , quiere decir que para cada valor negativo de  $V_{GS}$  obtenemos un valor de  $I_D$  hasta que la  $I_D = 0$  y  $V_{GS} = V_p$ .

La ecuación anterior es de segundo grado y tendrá dos raíces.

La transconductancia o conductancia mutua del FET está dada por:

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS}=0} = \frac{I_D}{V_{DS}} \text{ (Siemens)}$$

Sustituyendo la ecuación de la curva de transferencia en la ecuación anterior y derivando la expresión nos queda:

$$g_m = \frac{2I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)}{-V_p}$$

donde  $g_{mo}$  se obtiene a cero voltios de polarización ( $V_{GS} = 0 \text{ V}$ ). Aquella es la máxima ganancia a c-a y se especifica como:

$$g_{mo} = \frac{2I_{DSS}}{|V_p|}$$

La  $g_m$  es el valor de la transconductancia y representa la máxima ganancia del transistor a c-a; está dada por el fabricante, al igual que la transferencia directa de la admitancia o transconductancia directa  $|y_{fs}| = g_{fs}$ .

En el FET la variación de la  $I_D$  con la temperatura está determinada por dos factores:

- La variación del ancho de la región vacía con la temperatura. Ésta es causada por la variación de la anchura de la barrera de potencial que reduce a:  $V_B - V$ , por la aplicación del voltaje  $V$ , donde  $V_B$  es el ancho de la barrera de potencial a cero voltios o de equilibrio. El coeficiente de temperatura a este voltaje es de unos  $-2.2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , lo que hace que la  $I_D$  aumente, si la temperatura aumenta.

- El otro factor es la variación del movimiento de los portadores mayoritarios con la temperatura. Dicho movimiento influye en la conductancia mutua ( $g_m$ ) y, a medida que la temperatura aumenta, el movimiento de los portadores, así como  $g_m$ , disminuyen y tienden a compensar la variación del ancho de la barrera de potencial ( $V_B$ ) con la temperatura.

El coeficiente de temperatura causado por las variaciones del movimiento de los portadores mayoritarios es de  $0.7^\circ\text{C}$ .

Entonces, para que exista un coeficiente adecuado de temperatura igual a cero, éste debe ser:

$$\frac{0.007(-I_D)}{^\circ\text{C}} = \frac{g_m(-0.002205)}{^\circ\text{C}}; \quad \frac{I_D}{V_{GS}} = 0.315$$

Por sustitución de las ecuaciones anteriores:

$$\frac{I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2}{\frac{2 I_{DSS}}{|V_p|} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)} = 0.315; \quad -V_p \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = 2 \cdot 0.315$$

$$V_{GSQ} = V_p + 0.63$$

El corrimiento térmico es cero, si el FET se polariza unos  $0.63 \text{ V}$  por encima del voltaje de corte ( $V_p$ ), es decir, a la derecha del punto de corte  $V_p$ .

Un procedimiento razonable para la localización del valor del punto de operación  $Q$  cerca del centro de la línea de carga es el siguiente:

Selecciónese: a)  $I_{DQ} = I_{DSS}/2$  y, de la curva,  $V_{GSQ} = 0.3 V_p$ ; b)  $V_{DSQ} = V_{DD}/2$ .

Sustituyendo estos valores en la ecuación de la  $g_m$  obtenemos la conductancia en el punto  $Q$  de la pendiente sobre la curva. Entonces la conductancia está dada por:

$$g_m = 1.4 \frac{I_{DSS}}{|V_p|}$$

### III.8.3. Polarización fija del FET

Si ahora se coloca una fuente de voltaje  $V_{GS}$  tal y como se muestra en la figura III.59, podremos obtener la  $I_D$  deseada, ya que la parte del transistor compuerta-fuente queda polarizada inversamente. La pequeña corriente que circula por  $R_G$  y por la terminal de la compuerta viene siendo la corriente de saturación de la unión polarizada inversamente; ésta se desprecia, ya que es del orden de un nanoamperio ( $1 \text{ nA}$ ), es decir, no le llega corriente alguna a la compuerta porque está polarizada inversamente la parte del transistor compuerta-fuente:

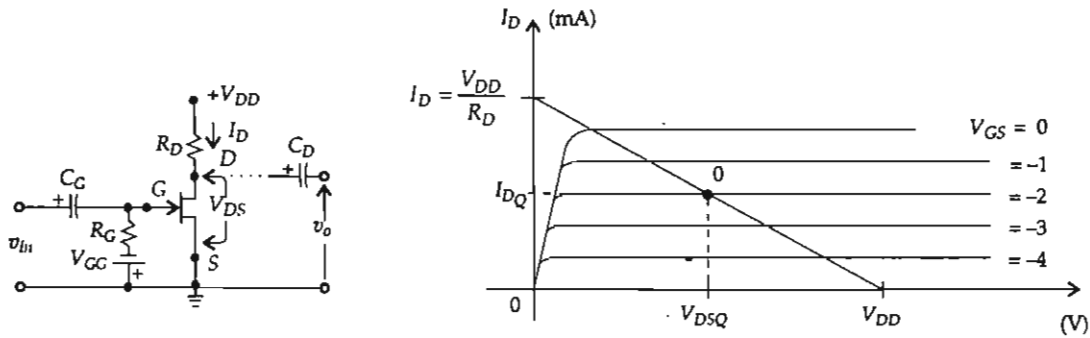


Figura III.59. Circuito con polarización fija y característica de salida.

Se procura que el punto de operación  $Q$  quede aproximadamente a la mitad de  $V_{DD}$ , con lo cual no habrá distorsión en la señal de salida, pues ésta será simétrica al punto  $Q$ . Entre más vertical quede la recta de carga, más pequeño será el valor de  $R_D$ ; por el contrario, si la recta queda más horizontal, más grande será el valor de  $R_D$ :

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DS}$$

$$\text{Si } I_D = 0, V_{DD} = V_{DSQ}$$

$$\text{Si } V_{DS} = 0, I_{DQ} = \frac{V_{DD}}{R_D}$$

Las dos últimas expresiones son los puntos donde descansa la recta de carga. El punto  $Q$  está dado por  $Q(V_{DSQ}, I_{DQ})$ .

#### III.8.4. FET autopolarizado de fuente común

Con el fin de tener sólo una fuente de alimentación  $V_{DD}$  se quita la fuente  $V_{GG}$ , se deja  $R_G$  y se agrega un resistor  $R_S$  que tiene la función de autopolarizar el circuito; de este modo se obtiene el voltaje de polarización compuerta-fuente negativo, pues al colocar  $R_S$  tendremos en su extremo superior un voltaje más positivo que el de la compuerta respecto a tierra.

El capacitor  $C_S$  del amplificador de la figura III.60 tiene la misma finalidad que en la configuración de E-C, que es la de evitar la distorsión de la señal a c-a, toda vez que  $R_S$  proporciona retroalimentación negativa.

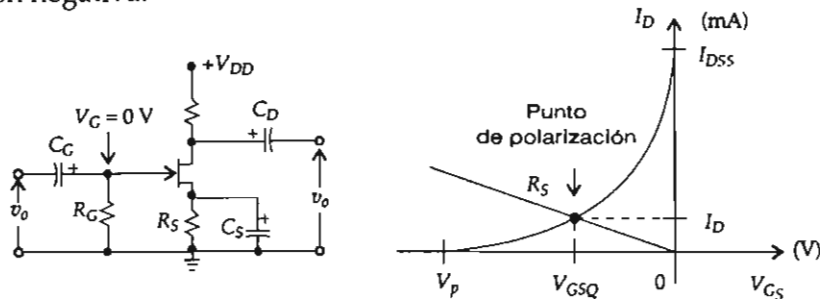


Figura III.60. FET autopolarizado y su punto de polarización sobre la curva de transferencia.

Como no le llega corriente a la compuerta, porque la parte de la compuerta y la fuente están polarizadas inversamente, tenemos:

$$V_{GS} + R_S I_D = 0 \quad \therefore V_{GSQ} = -R_S I_{DQ}$$

$$V_{DD} = R_D I_D + V_{DSQ} + R_S I_D$$

$$V_{DD} = I_{DQ}(R_D + R_S) + V_{DSQ}$$

Puesto que se considera  $V_G$  respecto a tierra igual a cero voltios, la recta  $R_S$  debe descansar en cero. Si tuviese un voltaje  $X$  en  $V_G$ , la recta  $R_S$  pasaría por el lado derecho del eje  $I_D$ .

Ahora bien, como se nos proporciona en algunos casos la  $R_S$ , debemos obtener la  $I_D$  y así tener la otra coordenada del punto  $Q$ . Para esto se debe tabular o graficar la curva de transferencia con  $V_{DS}$  desde cero voltios hasta el valor de corte  $V_p$  e  $I_D$  (mA), empezando con la  $I_{DSS}$  proporcionada por el fabricante en los manuales de los transistores hasta de cero mA.

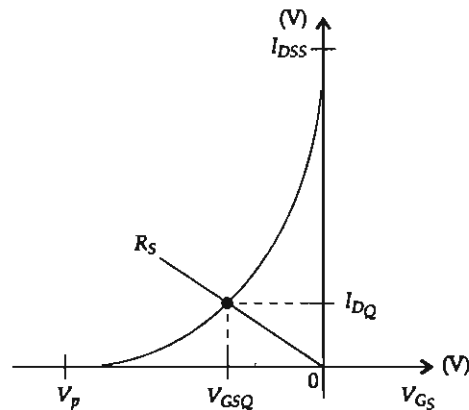
### Ejemplo III.45

Sea el circuito de la figura anterior cuyos datos son:  $V_{DD} = 24$  V,  $I_{DSS} = 10$  mA,  $V_p = -4$  V,  $R_D = 3.9$  k $\Omega$ ,  $R_S = 1$  k $\Omega$ . Se desea tabular y graficar la curva de transferencia, obtener las coordenadas  $V_{GSQ}$  e  $I_{DQ}$  con la curva de transferencia y calcular  $V_{DSQ}$ .

#### Solución

De III.56:  $I_D = I_{DSS} \left( 1 - \frac{V_{GS}}{V_p} \right)^2$

$V_{GS}(\text{V})$	$I_D(\text{mA})$
0.0	10.0
-0.5	7.65
-1.0	5.62
-1.5	3.9
-2.0	2.5
-2.1	2.25
-2.12	2.20
-2.14	2.16
-2.15	2.139
-2.5	1.4
-3.0	0.62
-3.5	0.15



En la tabla anterior se observa que los puntos buscados son:  $V_{GSQ} = 2.15$  V e  $I_{DQ} = 2.139$  mA, que es donde la  $R_S$  corta la curva de transferencia. Entre más vertical quede la recta  $R_S$ , más pequeño será su valor y entre más horizontal, mayor será su valor óhmico.

Desde luego que no hay necesidad de trazar la curva de transferencia, con tal de que se tabule y se ajuste al valor de  $R_S$ .

De la malla de salida del circuito tenemos:

$$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S) = 24 \text{ V} - 2.13(3.9 + 1) = 13.56 \text{ V}$$

### III.8.5. Análisis del FET con polarización simple a pequeña señal

Para desarrollar el análisis del FET a pequeña señal es necesario recurrir a los circuitos de la figura III.61. En éstos se puede observar que a c-a se cortocircuita  $V_{DD}$  y  $R_D$  con  $R_L$  se va a tierra, pues los capacitores se cortocircuitan a frecuencias medias. Lo mismo sucede con  $C_S$ , aquí  $v_{gs} = v_{in}$ .

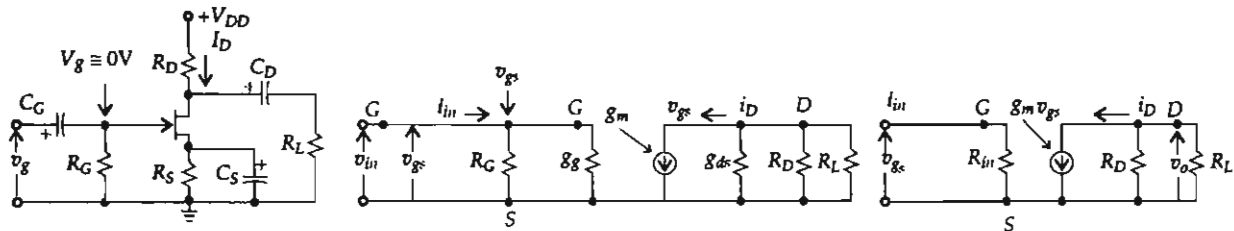


Figura III.61. El FET, su circuito equivalente a c-a y su circuito simplificado.

La configuración de mayor utilidad es la representada en la figura III.61, ya que trata sobre los parámetros "Y", en los que, a frecuencias bajas, las capacitancias de la región vacía pueden despreciarse y las admitancias (parámetros "Y") se vuelven conductancias, éstas son:

#### Conductancia de entrada de compuerta ( $g_g$ )

La conductancia  $g_g$  del FET equivale en el BJT a decir impedancia de entrada  $Z_{in}$  o  $h_{ie}$ .

$$g_g = \left. \frac{\Delta i_G}{\Delta v_{GS}} \right|_{v_{DS} = Cte.}$$

La  $g_g$  es muy pequeña (de unos  $10^{-9}$  mhos); esto es porque  $i_G$  es del orden de nanoamperios. La  $g_g$  es casi cero, por lo que se desprecia, y no aparece en el circuito equivalente.

#### Conductancia mutua ( $g_m$ o $y_{fs}$ )

Esta conductancia queda relacionada por:

$$g_m = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{gs}} \right|_{v_{DS} = cte.} \quad r_s = \frac{1}{g_m}$$

La conductancia mutua es la pendiente de la curva de transferencia en el punto Q deseado (segundo cuadrante) y "equivale" a hablar de la  $\beta$  en los transistores BJT (véase la figura III.61b).

La  $g_m$  es del orden de 100 a 18 000  $\eta$ mhos ( $\eta$ S).

### Admitancia del drenaje o de salida ( $g_{ds}$ )

Esta admitancia, cuya inversa es la resistencia, es algo semejante a la de los BJT, y se habla de resistencia de salida del transistor.

$$g_{ds} = \left. \frac{\Delta i_D}{\Delta v_{ds}} \right|_{v_{gs} = cte.} \quad r_{ds} = r_d = \frac{1}{g_{ds}}$$

La  $g_{ds}$  viene siendo la pendiente de las curvas características de salida del FET en el punto Q deseado y, como dichas curvas son casi horizontales, el cociente anterior es muy pequeño y la resistencia del drenaje ( $r_{ds}$ ) grande. El orden de éste es de decenas a centenas de  $k\Omega$ , de aquí que en algunas ocasiones se desprecia y no aparezca en el circuito equivalente a corriente alterna, siendo común que en los manuales lo presenten solamente como  $r_d$ .

El factor de amplificación del FET está dado por:

$$\mu = \left| \frac{-v_{DS}}{v_{GS}} \right|$$

Sustituyendo las expresiones anteriores en esta última:

$$\mu = - \frac{i_d/g_{ds}}{i_d/g_m} = \frac{g_m}{g_{ds}}$$

### Ganancia de voltaje ( $A_v$ )

Como el voltaje es igual a la corriente por la resistencia y la inversa de ésta, en nuestro caso las que se suman son las conductancias en paralelo, quedándonos:

$$v_o = \frac{g_m v_{in}}{g_d + G_D + G_L} \quad (\text{por estar en paralelo})$$

La ecuación anterior es la ley de Ohm, en la que:

$$v_{in} \cong v_{gs} \text{ y } R_D = 1/G_D$$

Como en muchos amplificadores,  $r_d$  es más grande que  $R_D$ ;  $r_d$  se desprecia por quedar en paralelo con  $R_D$ , entonces:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = -g_m R_D$$

$A_v = |g_m(R_D || R_L)|$  si el circuito tiene resistor  $R_L$  de carga.

### Ganancia de corriente ( $A_i$ )

Haciendo  $v_{gs} = R_G \cdot i_{in}$ , y sustituyendo en la fuente de corriente  $g_m v_{gs}$ , nos queda  $g_m R_G \cdot i_{in}$ .

De la figura III.61b anterior, y aplicando la ley de Ohm, tenemos que:

$$i_D = -g_m v_{gs} = g_m R_G \cdot i_{in}$$

$$A_i = \frac{i_D}{i_{in}} = |g_m R_G| = \left| \frac{A_v R_G}{R_D} \right|$$

La ecuación anterior resulta de haber multiplicado y dividido por  $R_D$  y, a su vez, sustituir  $A_v$ .  
Impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ):

$$Z_{in} = R_G$$

Impedancia de salida ( $Z_o$ ):

$$Z_o = R_D \text{ o } Z_o = R_D || R_L$$

Ahora consideremos la figura III.62, en la que se anexa el generador ( $v_g$  y  $R_g$ ).

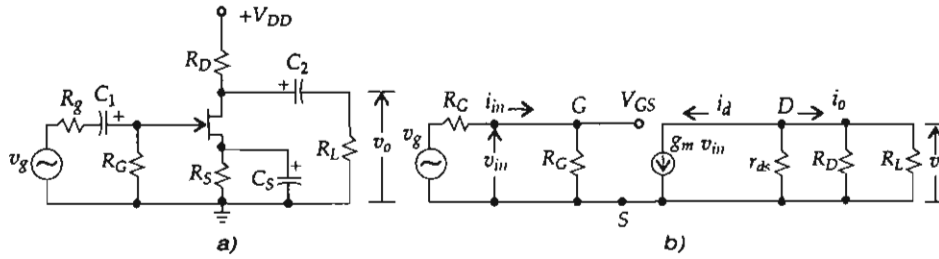


Figura III.62. a) Amplificador con FET. b) circuito simplificado a c-a.

De la figura III.62b anterior y por la ley de Ohm, tenemos:

$$v_o = -(r_{ds} || R_D || R_L) g_m v_{in}$$

De la misma figura, y por divisor de voltaje, se tiene:

$$v_{in} = \frac{R_G \cdot v_g}{R_G + R_g}$$

La ganancia de voltaje  $A_v$  es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o/v_{in}}{v_g/v_{in}}$$

Sustituyendo  $v_o$  y  $v_{in}$  en  $A_v$ :

$$A_v = \frac{-g_m(r_{ds} || R_D || R_L)}{(R_g + R_G)/R_g} = \frac{-g_m(R_D || R_L)}{1 + R_g/R_G}$$

Cuando no se da  $r_{ds}$ , queda el tercer miembro de la ecuación anterior.

Si  $r_{ds} || R_D > R_L$ , la  $A_v$  se reduce a:  $A_v = -g_m R_L$ , ya que:



$$\frac{R_G}{R_G + R_g} \approx 1$$

Observe que en la expresión anterior no interviene el valor de  $v_g$ , pues  $Z_{in}$  tiende a  $\infty$ . Lo anterior equivale a decir que como la  $Z_{in}$  es muy grande, no le llega corriente a la compuerta.

Como en la mayor parte de los casos, para el diseño de un amplificador se debe contar con un manual de transistores, el cual le proporciona al diseñador las características típicas relativas al funcionamiento de éstos. Aunadas tales características y las expresiones matemáticas que rigen el desarrollo de un problema, es posible obtener los valores de los elementos que conforman un determinado amplificador. Por ello, el alumno debe consultar con frecuencia los manuales de transistores.

### Ejemplo III.46

Diseñemos un amplificador con FET semejante al circuito anterior, de modo que proporcione una ganancia de voltaje  $A_v = 6.8$ , si las características del transistor 2N5457 se presentan como  $V_p = -1.8 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ ,  $I_{GSS} = 200 \text{ nA}$ , y las condiciones del circuito son  $V_{DD} = 20 \text{ V}$ ,  $Q(V_{DS}, I_D) = (12.3 \text{ V}; 0.7 \text{ mA})$ ,  $v_g = 80 \text{ mV}_{p-p}$ ,  $R_g = 50 \text{ k}\Omega$

#### Solución

Considerando una caída de voltaje  $V_G = 0.2 \text{ V}$  a través de  $R_G$ , ésta será:

$$R_G = \frac{V_G}{I_{GSS}} = \frac{0.2 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-7} \text{ A}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Para obtener una de las coordenadas del punto  $Q$  de operación en el segundo cuadrante, empleamos la consideración de que el corrimiento térmico sea cero en dicho punto  $Q$ , esto es:

$$V_{GS} = V_p + 0.63 = -1.8 \text{ V} + 0.63 = -1.17 \text{ V}$$

Ahora se emplea  $V_{GS} = -R_S I_D$  para obtener  $R_S$ :

$$R_S = \frac{-V_{GSQ}}{I_{DQ}} = \frac{1.17 \text{ V}}{0.7 \text{ mA}} = 1.67 \text{ k}\Omega \approx 1.5 \text{ k}\Omega$$

Utilizando la siguiente ecuación adquirimos  $R_D$ :

$$V_{DD} = (R_D + R_S)I_{DQ} + V_{DS} \quad \therefore R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS} - R_S I_{DQ}}{I_{DQ}}$$

$$R_D = \frac{(20 - 12.3) \text{ V} - 1.5 \cdot 0.7}{0.7 \text{ mA}} = \frac{6.65 \text{ V}}{0.7} = 9.5 \text{ k}\Omega \approx 10 \text{ k}\Omega$$

La conductancia mutua será:

$$g_m = \frac{2 I_{DSS} \cdot (1 - V_{GSQ}/V_p)}{|V_p|}$$

$$g_m = \frac{2 \cdot 5 \text{ mA} \cdot (1 - 1.17/1.8)}{1.8} = 1.94 \text{ mA}$$

De la figura III.62b anterior tenemos:

$$v_{in} = \frac{R_G \cdot v_g}{R_G + R_g} = \frac{1 \text{ M}\Omega \cdot 80 \text{ mV}}{1 \text{ M}\Omega + 50 \text{ k}\Omega} = 76.19 \text{ mV}$$

Si  $A_v = 6.8$ , entonces  $v_g$  será:

$$v_o = A_v \cdot v_{in} = 6.8 \cdot 76.19 \text{ mV} = 0.518 \text{ V}_{p-p}$$

La ganancia de corriente es:

$$A_i = -g_m R_G = 1.94 \text{ mS} \cdot 1 \text{ M}\Omega = 1940$$

La impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ):

$$Z_{in} = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

La impedancia de salida ( $Z_o$ ):

$$Z_o = R_D = 10 \text{ k}\Omega$$

### Ejemplo III.47

Para el mismo circuito de la figura III.62 y empleando el 2N3797, cuyas características son  $V_p = -5 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 5 \text{ mA}$ ,  $I_{DSS} = 200 \text{ }\mu\text{A}$  y las condiciones del circuito  $V_{DD} = 18 \text{ V}$ ,  $Q(10.5 \text{ V}; 2.5 \text{ mA})$ ,  $v_g = 100 \text{ mV}$ ,  $R_g = 5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

Tomando una caída de  $V_G = 0.2 \text{ V}$  y como corriente inversa de fuga o de saturación  $I_{GSS} = 2 \cdot 10^{-7} \text{ A}$ , tenemos que:

$$R_G = \frac{V_{GS}}{I_{GSS}} = \frac{0.2 \text{ V}}{2 \cdot 10^{-7} \text{ A}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Para que no haya distorsión en la señal de salida a  $V_{GS}$  la tomamos aproximadamente a la mitad del valor de  $V_p$ :

$$V_{GS} = V_p + 2.5 \text{ V} = (-5 + 2.5) \text{ V} = -2.5 \text{ V}$$

El valor de  $R_S$  será:

$$R_S = \frac{-V_{GS}}{I_D} = \frac{2.5 \text{ V}}{2.5 \text{ mA}} = 1 \text{ k}\Omega$$

Lo anterior es porque  $V_G \cong 0$  V respecto a tierra.

Por la ecuación de la recta obtenemos  $R_D$ :

$$R_D = \frac{V_{CC} - V_{DS} - R_S I_D}{I_D} = \frac{(18 - 10.5 - 2.5) \text{ V}}{2.5 \text{ mA}} \cong 2.2 \text{ k}\Omega$$

La conductancia mutua:

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)}{|V_p|} = \frac{2 \cdot 5 \text{ mA}(1 - 2.5/5)}{|-5 \text{ V}|} = 1 \text{ mS}$$

$$v_{in} = \frac{R_G \cdot v_g}{R_G + R_g} \cong 100 \text{ mV}$$

$$A_v = -g_m(R_L || R_D) = -1 \text{ mS}(4.7 || 2.2) = -1 \text{ mS} \cdot 1.49 \cong -1.5 = |1.5|$$

La ganancia de corriente  $A_i$  es:

$$A_i = -\frac{A_v R_G}{R_D || R_L} = \text{mS} \cdot 1 \text{ M} = |-1000| \cong 1000$$

La impedancia de entrada  $Z_{in}$  es:

$$Z_{in} = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

La impedancia de salida  $Z_o$  es:

$$Z_o = R_D || R_L = 2.2 || 4.7 \cong 1.5 \text{ k}\Omega$$

### III.8.6. Amplificador con FET con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $C_S$

El siguiente circuito proporciona una mejor estabilidad de polarización a c-d respecto al circuito anterior. Al haber señal no directa, el  $C_S$  se cortocircuita y no aparece en el circuito equivalente a c-a.

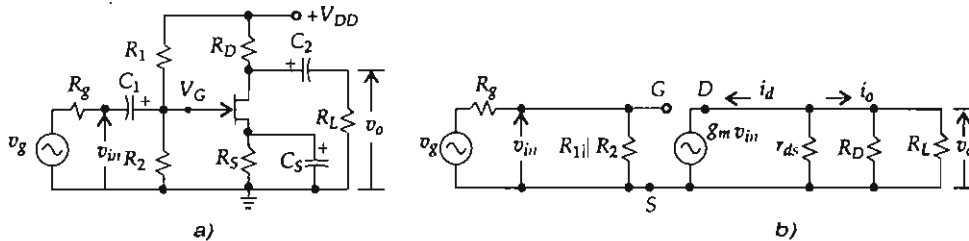


Figura III.63. a) Circuito amplificador con FET y su equivalente a c-a.

De la figura III.63a:

$$V_G = \frac{R_2 V_{DD}}{R_1 + R_2}$$

### Dispositivos amplificadores

$$R_G = R_{1,2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

$$V_{GSQ} = V_G - R_S I_D$$

De la ecuación anterior se observa que el  $V_{GSQ} = 0$  V, por lo que la recta de polarización  $R_S$  que corta la curva de transferencia pasará ahora a la derecha del eje  $I_D$  y tocará el eje  $V_{GS}$  con el valor de  $V_G$ .

De la malla derecha (figura III.63a):  $V_{DSQ} = V_{DD} - I_D(R_S + R_D) \quad \therefore$

$$R_S + R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} = K_1$$

La corriente de drenaje es:

$$I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)^2$$

La ganancia de voltaje la obtenemos de la figura III.63b anterior. De la ley de Ohm y por el divisor de voltaje:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{v_o/v_{in}}{v_{in}/v_g}$$

$$A_v = \left( (r_{ds} \parallel R_D \parallel R_L) g_m \right) \left( \frac{R_1 \parallel R_2}{R_1 \parallel R_2 + R_g} \right)$$

Si no se da  $r_{ds}$  o es mayor que  $R_D \parallel R_L$  prevalece el paralelo anterior y el último elemento de la ecuación que antecede es menor que la unidad, quedando:

$$A_v \cong g_m R_D \quad \text{o} \quad A_v \cong g_m (R_D \parallel R_L) \quad (\text{sección III.8.5}).$$

La  $A_i$  es la misma que la usada en la sección III.8.5.

La impedancia de entrada es:

$$Z_{in} = R_G = R_1 \parallel R_2$$

Impedancia de salida:

$$Z_o = R_D \parallel R_L$$

### Ejemplo III.48

A partir de la figura III.63 diseñemos un amplificador con el FET 2N5459, cuyas características son  $V_p = -5$  V,  $I_{DSS} = 8$  mA, y las condiciones del circuito son  $V_{DD} = 15$  V,  $Q(6$  V; 2.5 mA),  $R_S = 1.5$  k $\Omega$ ,  $R_1 = 2$  M $\Omega$  y  $R_L = 1$  k $\Omega$ .

Observe que en este caso se proponen  $R_S$  y  $R_1$ , ya que, de no hacerlo, se tendría dificultad para encontrar los valores de los otros elementos. En el diseño de los amplificadores con FET y polarización  $R_1$  y  $R_2$  no se cuenta con el factor de estabilización ( $S_{IC}$ ), como sucede con los BJT, en los que interviene el incremento de la corriente de colector respecto al incremento de la corriente de fuga y el  $\alpha$ , parámetros estos últimos de los que el FET carece.

### Solución

Si  $V_p = -5$  V, podemos tomar como criterio para obtener el voltaje de polarización  $V_{GS}$  la mitad, más o menos, de lo que vale  $V_p$ :  $V_{GS} = (-5 + 2.8)$  V = -2.2 V; esto con el fin de que no haya distorsión en la señal de salida.

El alumno debe ubicar el  $V_{GS}$  en el segundo cuadrante y ver que el punto de operación Q queda más o menos a la mitad del valor de  $V_p$ ; esto mismo sucede en el primer cuadrante con  $V_{GS}$ , quedando a la mitad de éste. Entonces:

$$V_G = V_{GS} + R_S I_{DQ} = -2.2 \text{ V} + 1.5 \cdot 2.5 = 1.55 \text{ V}$$

De la malla derecha de la figura III.63a anterior:

$$V_{DD} = R_D I_{DQ} + V_{DSQ} + V_S \quad \therefore$$

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ} - V_S}{I_{DQ}} = \frac{(15 - 6 - 3.75) \text{ V}}{2.5 \text{ mA}} \cong 2.2 \text{ k}\Omega$$

De la ecuación de  $V_G$  despejamos  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{R_1 V_G}{V_{DD} - V_G} = \frac{2 \text{ M}\Omega \cdot 1.55}{15 - 1.55} \cong 220 \text{ k}\Omega$$

La conductancia mutua es:

$$g_m = \frac{2 I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)}{|V_p|} = \frac{2 \cdot 8 \text{ mA}(1 - 2.2/5)}{|-5| \text{ V}} = 1.8 \text{ mS}$$

Como  $R_D$  es menor que  $R_L$ , entonces:

$$A_v = -g_m R_D || R_L = -1.79 \text{ mS} \cdot 1.52 \text{ k}\Omega = |2.73|$$

De la ganancia de corriente y cambiando  $R_G$  por  $R_1 || R_2$  nos queda:

$$A_i = -g_m(R_1 || R_2) = -1.79 \text{ mS} \cdot (2 \text{ M}\Omega || 220 \text{ k}\Omega) = -354.7 = |354.7|$$

La impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) es:

$$Z_{in} = R_1 || R_2 = 180.3 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de salida ( $Z_o$ ) es:

$$Z_o = R_D || R_L = 2.2 \text{ k}\Omega || 1 \text{ k}\Omega = 687 \Omega$$

Observe que para que exista mayor ganancia de voltaje debe ser pequeña la  $I_D$  en la ecuación de la recta de carga; así  $R_D$  aumenta y, al aumentar, si la conductancia mutua es muy pequeña,

aumenta la ganancia de voltaje. La desventaja de lo anterior es la distorsión en la señal de salida. Por otro lado, la ganancia de voltaje será grande si no está conectada la carga  $R_L$  y si  $R_D$  es grande.

### III.8.6.1. Amplificador con FET polarizado por divisor de voltaje y sin $C_S$

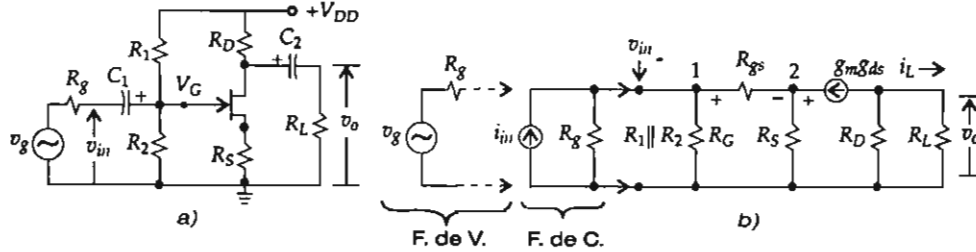


Figura III.64. a) FET polarizado por divisor de voltaje. b) equivalente.

La diferencia de este circuito (figura III.64) respecto al interior consiste en que en este último, al no tener el  $C_S$ , aparece solamente  $R_S$  en el circuito equivalente a c-a, como también el  $R_{GS}$  (resistencia entre la compuerta y la fuente), cuyo valor es muy grande porque la corriente que entra por la compuerta del FET es del orden de  $\eta_A$ . Las ecuaciones anteriores también son válidas para este circuito.

Al establecer la ecuación de voltaje en la segunda malla del circuito de la figura III.64b, tenemos:

$$v_{in} = v_{gs} + R_S \cdot g_m \cdot v_{gs} = v_{gs} (1 + g_m R_S)$$

$$v_o = -(R_D || R_L) g_m \cdot v_{gs}$$

La ganancia de voltaje ( $A_v$ ) es la relación de:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{-g_m(R_D || R_L)}{1 + g_m R_S} = \frac{-R_D || R_L}{1/g_m + R_S}$$

En el caso de que al circuito se le conecte un  $C_S$  para polarizar una parte de  $R_S$ , debemos desarrollar un pequeño análisis para el nuevo valor de  $R_S$ .

Para esto, en la ecuación anterior se sustituye  $R_S$  por  $R_{S_{eq}}$ :

$$A_v = \frac{-R_D || R_L}{1/g_m + (K_1 - R_D)}$$

ecuación en la que  $R_{S_{eq}} = K_1 - R_D$  y en la que la resistencia  $R_D$  es desconocida.

La solución de la ecuación anterior para  $R_D$  resulta en una ecuación cuadrática que nos dará un valor positivo y otro negativo. Si la solución es positiva y resulta que  $R_D > K_1$ , esto implica una  $R_S$  negativa, por lo que de nuevo debemos elegir nuestro punto de trabajo. Si la solución es positiva pero resulta en que  $R_D < K_1$ , entonces podemos proceder con la ecuación de salida del circuito anterior (figura III.64a), esto es:

$$R_S = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} - R_D$$

De la ecuación anterior,  $R_D$  y  $R_S$  son conocidas, por lo que necesitamos solamente  $R_1$  y  $R_2$ . Éstas son:

$$R_1 = \frac{R_{V_{DD}}}{V_{GG}}; \quad R_2 = \frac{R_G}{1 - V_{GG}/V_{DD}}$$

Si  $V_{GG}$  tiene polaridad opuesta a  $V_{DD}$ , no será posible obtener los valores de  $R_1$  y  $R_2$ . En la práctica  $V_{GG} \equiv 0$  V, así que  $R_1 \rightarrow \infty$ .

Si se modifica  $R_S$  por  $R_S = R_{S1} + R_{S2}$ , y se conecta un  $C_S$  entre estos dos últimos resistores y tierra, tenemos que:

$$V_{GG} \equiv 0 = V_{GS0} + R_{S_{c-d}} I_{DQ} \quad \therefore R_{S_{c-d}} = V_{GSQ} / I_{DQ}$$

El valor  $R_{S_{c-d}} = R_{S1} + R_{S2}$ , y el valor de  $R_{S_{c-a}}$  es  $R_{S1}$ .

De la ganancia de voltaje tenemos:

$$A_v = \frac{-(R_D || R_L)}{1/g_m + R_{S_{c-a}}}$$

donde  $R_{S_{c-a}}$  no se conoce. De aquí que:

$$R_{S_{c-a}} = \frac{-(R_D || R_L)}{A_v} - \frac{1}{g_m}$$

Por tanto, la condición deseada es que  $R_{S_{c-a}}$  sea positivo pero menor que  $R_{S_{c-d}}$ , es decir:

$$R_{S_{c-d}} = R_{S_{c-a}} + R_{S2} \quad \therefore R_{S2} = R_{S_{c-d}} - R_{S_{c-a}}$$

La ganancia de corriente la obtenemos de la figura III.64b, convirtiendo la fuente de voltaje en una de corriente y empleando el método de nodos:

$$\text{Nodo 1:} \quad \frac{v_{in}}{R_g || R_1 || R_2} + \frac{v_{in} - v_o}{R_{GS}} = i_{in}$$

$$\text{Nodo 2:} \quad \frac{v_o - v_{in}}{R_{GS}} + \frac{v_o}{R_S} = i_D = g_m v_{gs}$$

Ya que  $R_{GS}$  tiende a ser muy grande, el segundo y el primer término de las ecuaciones anteriores se desprecian, de modo que la ganancia de corriente  $A_i$  es:

$$A_i = \frac{i_D}{i_{in}} = \frac{v_o/R_S}{v_{in}/R_g || R_1 || R_2} = \frac{v_o(R_g || R_1 || R_2)}{v_{in}R_S}$$

De aquí que:

$$A_i = \frac{v_o}{v_{in}} \frac{R_g || R_1 || R_2}{R_S} = A_v \frac{R_g || R_1 || R_2}{R_S}$$

También se puede expresar la  $A_i$  en función de  $R_L$  usando la ley de Ohm y la figura III.64b, esto es:

$$A_i = \frac{i_L}{i_{in}} = \frac{v_o / R_L}{v_g / (R_g + R_B)} = A_v \frac{R_g + R_B}{R_L}$$

Otra manera de escribir la  $A_i$  es por medio de la fórmula de la ganancia de impedancia, es decir, cuando se toma el FET como un cuadripolo, de aquí que:

$$A_v = A_i \frac{R_L}{Z_{in}} \quad \therefore$$

$$A_i = A_v \frac{Z_{in}}{R_L} = \frac{-R_D \parallel R_L}{1/g_m + R_S} \frac{Z_{in}}{R_L} = \frac{-R_D}{1/g_m + R_S} \frac{R_D}{R_D + R_L}$$

El signo menos es porque el voltaje de salida está desfasado 180° respecto al voltaje de entrada  $v_g$ . La impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) es:

$$Z_{in} = R_G = R_1 \parallel R_2$$

La impedancia de salida ( $Z_o$ ) es:

$$Z_o = R_D \quad \text{o} \quad Z_o = R_D \parallel R_L$$

### Ejemplo III.49

Diseñemos el amplificador de la figura III.64 para que entregue una ganancia de voltaje  $A_v = -4$ , con  $V_{DD} = 20 \text{ V}$ ,  $V_p = -3.33 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 6.67 \text{ mA}$ ,  $R_L = 20 \text{ k}\Omega$  y  $Z_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

Seleccionemos el punto de trabajo  $Q$  como sigue:

$$I_{DQ} = I_{DSS} / 2 = 6.67 / 2 = 3.33 \text{ mA}$$

$$V_{GSQ} = 0.3 V_p = 0.3(-3.33) = -1 \text{ V}$$

$$V_{DSQ} = \frac{V_{DD}}{2} = \frac{20 \text{ V}}{2} = 10 \text{ V}$$

La conductancia mutua es:

$$g_m = 1.4 \frac{I_{DSS}}{|V_p|} = 1.4 \frac{6.67}{3.33} = 2.84 \cdot 10^{-3} \text{ S} \quad \therefore \frac{1}{g_m} = 350 \Omega$$

Aplicando la ecuación de la sección de salida, nos da:



$$R_S + R_D = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} = \frac{20 \text{ V} - 10 \text{ V}}{3.33 \text{ mA}} = 3 \text{ k}\Omega = K_1$$

Usando la ganancia de voltaje:

$$A_v = \frac{-R_D || R_L}{1/g_m + (K_1 - R_D)} = \frac{-(R_D || 20)}{350 \Omega + 3 \text{ k}\Omega - R_D} = -4$$

Despejando  $R_D$ :

$$R_D^2 + (21.7 \text{ k}\Omega)R_D - 67 \text{ M}\Omega^2 = 0$$

Y resolviendo la ecuación cuadrática para seleccionar la raíz positiva, tenemos:

$$R_D = 2.75 \text{ k}\Omega$$

Sustituyendo este valor en la ecuación siguiente obtenemos  $R_S$ :

$$R_S + R_D = K_1 \quad \therefore$$

$$R_S = K_1 - R_D = 3 \text{ k}\Omega - 2.75 \text{ k}\Omega = 250 \Omega$$

El voltaje de la compuerta respecto a tierra es:

$$V_{GG} = 0 = V_{GSQ} + R_{S_{c-d}} \cdot I_{DQ} = -1 + 0.250 \text{ k}\Omega \cdot 3.33 \text{ mA} = -0.15 \text{ V}$$

Puesto que este voltaje negativo no puede obtenerse por divisor de voltaje de la fuente, usamos  $R_1 \rightarrow \infty$ . De aquí que:

$$V_{GG} = 0 = V_{GSQ} + I_{DQ}R_{S_{c-d}}$$

$$0 = -1 + (3.33 \text{ mA})R_{S_{c-d}}$$

Resolviendo para  $R_{S_{c-d}}$  tenemos:

$$R_{S_{c-d}} = 300 \Omega$$

La  $R_{S_{c-a}}$  es determinada por:

$$R_{S_{c-a}} = -\frac{(R_D || R_L)}{A_v} - \frac{1}{g_m} = \frac{2.75 || 20}{-4} - \frac{1}{2.84 \cdot 10^{-3}} = 245 \Omega$$

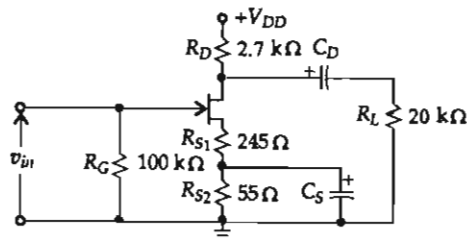
El circuito final es el mostrado a continuación, donde las componentes tienen los valores de:

$$R_D = 2.7 \text{ k}\Omega$$

$$R_{S_1} = R_{S_{c-a}} = 245 \Omega$$

$$R_{S_2} = R_{S_{c-a}} - R_{S_{c-a}} = (300 - 245) \Omega = 55 \Omega$$

$$R_G = Z_{i_{in}} = R_2 = 100 \text{ k}\Omega$$

Figura III.65. FET con polarización en  $R_S$ .

### Ejemplo III.50

Diseñemos un amplificador con FET que tenga polarización por divisor de voltaje, con  $R_S$  y sin capacitor  $C_S$ . Los datos son:  $I_{DSS} = 6 \text{ mA}$ ,  $V_p = -3 \text{ V}$ ,  $V_{DD} = 18 \text{ V}$ ,  $Q(6.1 \text{ V}; 1.8 \text{ mA})$ ,  $R_S = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 1 \text{ mV}$ ,  $R_g = 10 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

Se insiste al alumno en que para diseñar este tipo de amplificadores es necesario consultar el manual de transistores, ver las curvas características de salida del transistor por usar (si las hay) o fijar el punto de operación  $Q$  tanto en el primer cuadrante como en el segundo, de tal forma que exista simetría en el eje  $V_{DS}$  como en el  $V_{GS}$ , respectivamente.

Antes de empezar con el diseño, es conveniente reflexionar sobre los datos del problema, por ejemplo: el  $V_{DS}$  es de  $6.1 \text{ V}$ , mientras que  $V_{DD}$  es de  $18 \text{ V}$ , es decir,  $V_{DS}$  es ligeramente menor al valor medio de  $V_{DD}$ . El valor de  $I_D$  es de  $1.8 \text{ mA}$  y el  $I_{DSS}$  es de  $6 \text{ mA}$ .  $I_D$  está por debajo de la mitad de  $I_{DSS}$ , lo que traerá como consecuencia una ganancia de voltaje regular. Por otra parte, como se vio al principio del estudio del FET, el  $V_G$  debe de ser aproximadamente de cero voltios, ya que la  $I_{DSS}$  es del orden de nanoamperios (*corriente de compuerta de saturación de la unión polarizada inversamente*), por lo que se propone un  $R_1$  de unas unidades de  $\text{M}\Omega$  para que  $R_2$  sea de varios  $\text{M}\Omega$ , así el valor de la compuerta respecto a tierra será de uno o dos voltios. El proponer a  $R_S$  está basado en que el extremo superior de éste debe tener un voltaje más positivo que el  $V_G$  respecto a tierra y en que a  $V_{GS}$  se le debe agregar más o menos la mitad de lo que vale  $V_p$  para que  $V_{GS}$  quede aproximadamente en el centro de la curva de transferencia (segundo cuadrante).

Agregando  $1.7 \text{ V}$  al  $V_p$  tenemos la coordenada de  $Q$  con la curva de transferencia:

$$V_{GS} = V_p + 1.7 = -3 \text{ V} + 1.7 = -1.3 \text{ V}$$

El voltaje de la compuerta respecto a tierra es:

$$V_G = V_{GS} + R_S I_D = -1.3 \text{ V} + 1.5 \cdot 1.8 = 1.4 \text{ V}$$

Al proponerse un  $R_1$  de  $4.7 \text{ M}\Omega$  obtenemos  $R_2$ , esto es:

$$R_2 = \frac{R_1 V_G}{V_{DD} - V_G} = \frac{4.7 \text{ M}\Omega \cdot 1.4}{18 - 1.4} = 390 \text{ k}\Omega$$

El valor de  $R_D$  es:

$$R_D = \frac{V_{DD} - V_{DS} - V_S}{I_D} = \frac{(18 - 6.1 - 1.5 \cdot 1.8) \text{ V}}{1.8 \text{ mA}} = 5.1 \text{ k}\Omega$$

$$g_m = \frac{2 I_{DSS} (1 - V_{GS} / V_p)}{|V_p|} = \frac{2 \cdot 6 \text{ mA} (1 - 1.3 / 3)}{|-3|} = 2.26 \text{ mS}$$

La ganancia de voltaje está dada por:

$$A_v = \frac{-R_D || R_L}{1/g_m + R_S} = \frac{-5.1 || 4.7}{0.442 + 1.5} = -1.26 = |1.26|$$

Observe que si  $R_L$  no se conecta en paralelo con  $R_D$ , la ganancia de voltaje  $A_v$  aumenta a 2.26.

La ganancia de corriente  $A_i$  es:

$$A_i = \frac{A_v (R_g || R_1 || R_2)}{R_S} = \frac{1.26 (10 || 4.64)}{1.5} = 2.66$$

La impedancia de entrada ( $Z_{in}$ ) es:

$$Z_{in} = (R_1 || R_2) = 4.7 \text{ M}\Omega || 390 \text{ k}\Omega = 360.1 \text{ k}\Omega$$

La impedancia de salida ( $Z_o$ ) es:

$$Z_o = R_D || R_L = 5.1 || 4.7 = 2.44 \text{ k}\Omega$$

### Ejemplo III.51

Diseñemos un amplificador de fuente común de polarización simple tal que genere una ganancia de voltaje de 20 y cuyas características de transistor son:  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$ ,  $g_m = 3 \text{ mS}$ ,  $r_{ds} = 25 \text{ k}\Omega$ . El punto de operación del transistor es:  $Q(4 \text{ V}; 5 \text{ mA})$  y  $R_L = 12 \text{ k}\Omega$ . Vea la figura III.65.

### Solución

A c-d

En condiciones estáticas del transistor tenemos:

$$I_{DQ} = I_{DSS} + g_m V_{DS} / r_{ds}$$

El segundo y tercer términos de la expresión anterior son: la fuente de corriente propia del transistor y la corriente que circula por el resistor intrínseco de salida ( $r_{ds}$ ).

Despejando el voltaje de polarización:

$$V_{GS} = \frac{(I_{DQ} - I_{DSS} - V_{DS} / r_d)}{g_m}$$

$$V_{GSQ} = \frac{(5 - 10) \text{ mA} - 4 \text{ V} / 25 \text{ k}\Omega}{3 \text{ mS}} = -1.72 \text{ V}$$

El resistor de la fuente  $R_S$  es:

$$R_S = \frac{-V_{GSQ}}{I_{DQ}} = \frac{1.72 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 344 \Omega \approx 330 \Omega$$

El signo menos desaparece, ya que la recta  $R_S$  queda en el segundo cuadrante con signo menos.

#### A c-a

Al aplicarle una señal que no sea directa, el capacitor se cortocircuita; por lo tanto, de la ecuación de la ganancia de voltaje (sección III.8.5) le agregamos el valor de  $r_d = r_{ds} = 25 \text{ k}\Omega$ , por quedar en paralelo con  $R_D$  y con  $R_L$ .

$$A_v = | -g_m(r_d || R_D || R_L) | = (3 \text{ mS}) \left( \frac{25 \cdot 33}{25 + 33} \right) || R_D$$

de donde:

$$20 = 3 \text{ mS} (14.22 || R_D) \quad \therefore$$

despejando  $R_D$ , tenemos:

$$R_D = 12.53 \text{ k}\Omega \quad (\text{valor comercial } 12 \text{ k}\Omega)$$

La caída de potencial a través de  $R_D$  a causa de  $I_D$  es:

$$V_{R_D} = R_D \cdot I_{DQ} = 12 \text{ k}\Omega \cdot 5 \text{ mA} = 60 \text{ V}$$

Y el valor de la fuente de alimentación será:

$$V_{DD} = V_{R_D} + V_{DS} + V_{R_S} = (60 + 4 + 1.72) \text{ V} = 65.72 \text{ V}$$

Por los ejemplos antes vistos tenemos a  $R_G = 1 \text{ M}\Omega$ :

$$A_i = | -g_m R_G |$$

(ecuación de la sección III.8.5)

$$A_i = | -3 \text{ mS} \cdot 1 \text{ M}\Omega | = 3000$$

La impedancia de entrada y salida del circuito es:

$$Z_{in} = 1 \text{ M}\Omega; \quad Z_o = R_D \parallel R_L = 12 \parallel 12 \cong 6 \text{ k}\Omega$$

Observe que a mayor  $A_v$ , mayor  $V_{DD}$ .

### III.8.7. Amplificador seguidor por fuente o drenaje común

Este circuito es semejante al seguidor por emisor en los BJT; sus características son: impedancia de entrada muy alta, impedancia de salida baja, ganancia de voltaje menor a la unidad, ganancia de corriente mucho mayor que la unidad; el voltaje de salida está en fase con el voltaje de entrada y la única diferencia que existe es que en el FET se maneja mucho menor corriente que en los BJT.

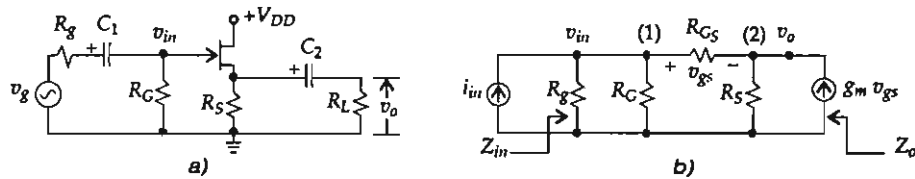


Figura III.66. a) Amplificador con FET de seguidor por fuente. c) Circuito equivalente a c-a.

A c-d

En la figura III.66a nos queda:

$$V_{DD} = V_{DSQ} + R_S I_{DQ}$$

$$R_S = R_{S_{c-d}} = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}}$$

El voltaje de polarización es:

$$V_{GSQ} = -R_S I_{DQ}$$

A c-a

Para la segunda malla de la figura III.66b anterior tenemos:

$$v_{in} = v_{gs} + R_S \cdot g_m v_{gs} = v_{gs}(1 + g_m R_S)$$

La ecuación anterior es consecuencia de que, como  $R_{GS}$  tiende a  $\infty$ , la corriente de la fuente  $g_m v_{gs}$  pasa por el  $R_S$ :

$$v_o = R_S \cdot g_m v_{gs}$$

del  $v_{in}$  y  $v_o$  tenemos que la ganancia de voltaje  $A_v$  es:

$$A_v = \frac{v_o}{v_{in}} = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} = \frac{R_S}{1/g_m + R_S}$$

También se puede escribir de la siguiente forma:

### Dispositivos amplificadores

$$A_v = \frac{R_S \parallel R_L}{1/g_m + R_S \parallel R_L} < 1$$

Observe que aquí la  $A_v$  es menor que la unidad, como fue el caso de la configuración de colector común en los BJT.

La ganancia de corriente se obtiene usando el mismo razonamiento que en el amplificador anterior, en el que cambia solamente  $R_1 \parallel R_2$  por  $r_g$ .

$$A_i = \frac{i_D}{i_{in}} = \frac{v_o/R_S}{v_{in}/(R_g + R_G)}$$

$$A_i = \frac{v_o(R_g + R_G)}{v_{in}R_S} = A_v \frac{R_g + R_G}{R_S} \quad \text{o} \quad A_i = A_v \frac{R_g + R_G}{R_S \parallel R_L} > 1$$

Si no se da  $R_g$  ni  $R_L$ , entonces:

$$A_i = A_v \frac{R_G}{R_S}$$

Usando la fórmula de la impedancia de ganancia tenemos:

$$A_i = A_v \frac{Z_{in}}{R_L}$$

Sustituyendo la ecuación de la ganancia de voltaje en esta última, nos queda:

$$A_i = \frac{R_S \parallel R_L}{1/g_m + R_S \parallel R_L} \frac{Z_{in}}{R_L} = \frac{R_S}{(R_S \parallel R_L) + 1/g_m} \frac{R_G}{R_S + R_L}$$

Si al circuito se le conecta un  $C_S$  para polarizar parte de  $R_S$ , los pasos a seguir para el diseño son:

- A partir de la ecuación de la recta de carga a c-d, se obtiene:

$$R_{S_{c-d}} = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}}$$

Para conocer el valor de  $R_{S_{c-a}}$  se desarrolla la ecuación de la  $A_i$  anterior y se obtiene:

$$R_{S_{c-a}} = \frac{R_L}{(R_G/A_i - R_L)g_m - 1}$$

donde  $R_G = Z_{in}$ .

- Si en un análisis o diseño del amplificador de drenaje-común o seguidor por fuente no se da la  $Z_{in}$ , se hace  $R_{S_{c-a}} = R_{S_{c-d}}$  y se calcula la  $Z_{in}$  de la ecuación anterior.
- Si  $Z_{in}$  no es lo bastante grande, entonces es necesario cambiar  $Q$ .
- Si  $Z_{in}$  se da como dato, entonces es necesario calcular  $R_{S_{c-a}}$  de la ecuación anterior.

En cada caso,  $R_{S_{c-d}}$  es diferente de  $R_{S_{c-a}}$  por la parte polarizada con el  $C_S$ .

- Se determina  $V_{GG}$ , así como:

$$R_1 = \frac{R_G V_{DD}}{V_{GG}} \quad \text{y} \quad R_2 = \frac{R_G}{1 - V_{GG}/V_{DD}}$$

- Si  $R_{S_{c-d}}$  es mayor que  $R_{S_{c-a}}$ , el diseño se da por concluido con  $C_S$  en paralelo con  $R_{S_2}$ .
- Si  $R_{S_{c-d}}$  es menor que  $R_{S_{c-a}}$  hay que buscar un nuevo punto de trabajo  $Q$ . Esto se logra con un  $V_{DSQ}$  pequeño que cause un incremento de voltaje a través de  $R_S = R_{S_1} + R_{S_2}$ , el cual da una  $R_{S_{c-a}}$  grande.
- Si el  $V_{DSQ}$  no se puede reducir lo suficiente para que  $R_{S_{c-d}}$  sea más grande que  $R_{S_{c-a}}$ , el amplificador no podrá ser diseñado para una determinada ganancia de corriente, ni con la  $Z_{in}$  o con el tipo de FET que se esté usando.

Impedancia de entrada:

$$Z_{in} = R_G \quad \text{o} \quad Z_{in} = R_1 || R_2$$

La impedancia de salida es:

$$Z_o = R_S || \frac{1}{g_m} \quad \text{o} \quad Z_o = R_S || R_L || \frac{1}{g_m}$$

### Ejemplo III.52

Diseñemos un amplificador con FET de seguidor por fuente usando el 2N5486, cuyas características son  $I_{DSS} = 18 \text{ mA}$ ,  $V_p = -6 \text{ V}$  y cuyos valores de circuito son  $V_{DD} = 12 \text{ V}$ ,  $v_g = 40 \text{ mV}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$  y  $R_L = 12 \text{ k}\Omega$ . El circuito es igual al de la figura III.66. Obtenga:  $R_S$ ,  $R_G$ ,  $g_m$ ,  $v_{in}$ ,  $A_v$ ,  $v_o$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ .

### Solución

Puesto que se da el valor del voltaje de corte  $V_p$ , se puede proponer el punto de operación  $Q(V_{GS}; I_D)$  en la curva de transferencia y por ende  $R_S$ , esto es,  $V_{GS}$  debe ser aproximadamente la mitad de  $V_p$ .

Sea  $V_{GS} = -3.85 \text{ V}$  e  $I_D = 1.76 \text{ mA}$ , entonces:

$$R_S = \frac{-V_{GS}}{I_D} = \frac{3.85 \text{ V}}{1.76 \text{ mA}} = 2.18 \text{ k}\Omega = 2.2 \text{ k}\Omega$$

Por los ejemplos antes vistos,  $R_G$  puede ser de  $1 \text{ M}\Omega$ .

La conductancia mutua es:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)}{|V_p|} = \frac{2 \cdot 18 \text{ mA}(1 - 3.85/6)}{|-6| \text{ V}} = 2.15 \text{ mS}$$

De la figura III.66b obtenemos el  $v_{in}$ :

$$v_{in} = \frac{R_G \cdot v_g}{R_g + R_G} = \frac{1 \cdot 40 \text{ mV}}{1 + 1000} \cong 40 \mu\text{V}$$

La ganancia de voltaje ( $A_v$ ) es:

$$A_v = \frac{R_S \parallel R_L}{1/g_m + R_S \parallel R_L} = \frac{2.2 \parallel 12}{465 + 2.2 \parallel 12} \approx \frac{1.859}{465 + 1.859} \approx 0.8$$

El voltaje de salida ( $v_o$ ) es:

$$v_o = A_v \cdot v_{in} = 0.8 \cdot 40 \mu V = 32 \mu V$$

La ganancia de corriente es:

$$A_i = \frac{A_v (R_g + R_C)}{R_S \parallel R_L} = \frac{0.8 (1 + 1000)}{2.2 \parallel 12} = \frac{0.8 (1 + 1000)}{2.2 \parallel 12} = 430.7$$

Las impedancias de entrada y de salida son:

$$Z_{in} = R_G = 1 \text{ M}\Omega \quad \text{y} \quad Z_o = 2.2 \parallel 12 \parallel \frac{1}{2.15} = 372 \Omega$$

Observe que si la resistencia de carga  $R_L$  es de menor valor que  $R_S$ , la ganancia de corriente aumenta.

### III.8.8. Amplificador de compuerta común

El siguiente circuito (figura III.67) es muy semejante al BJT, ya que sus características son: impedancia de entrada baja y de salida alta, ganancia de corriente menor a la unidad, ganancia de voltaje mayor a la unidad o elevada, y la señal de salida en fase con la señal de entrada. Esta configuración se utiliza en raras ocasiones.

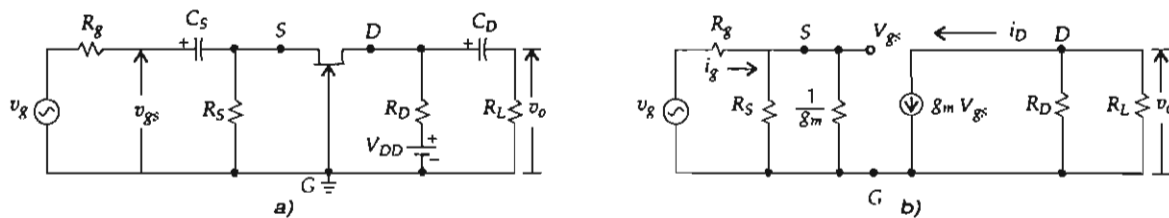


Figura III.67. Amplificador con FET de compuerta común y su circuito equivalente a c-a.

#### A c-d

Puesto que  $I_{DSS}$  y el  $V_p$  de un FET se dan en el manual y cada transistor tiene una curva de transferencia única, podemos obtener el valor de polarización con sólo fijar un  $V_{GS}$  por debajo de la mitad de  $V_p$ , esto es:

$$V_{GS} = -R_S I_D$$

Para obtener el  $R_D$  se aplica  $R_D = V_{DD} / I_{DQ}$ , en el que  $I_{DQ}$  no necesariamente debe coincidir con la  $I_{DQ}$  de  $V_{GSQ} / R_S$ , pues lo que debe prevalecer es que tanto en la ecuación de entrada como en la de salida, la  $I_{DQ}$  sea menor que  $I_{DSS}$ .



### A c-a

De la figura III.67b anterior tenemos:

$$v_o = i_D R_D = g_m v_{gs} \cdot R_D$$

$$v_o = g_m v_{gs} \cdot (R_D || R_L)$$

La impedancia equivalente a c-a es:

$$R_{Th_{c-a}} = R_g || R_S || (1/g_m)$$

Observe que el paralelo de  $R_S$  y  $1/g_m$  siempre será mucho menor que  $R_g$ , imperando el valor del anterior, es decir, como si no existiera  $R_g$ ; entonces:  $v_{GS} = v_g$ .

La ganancia de voltaje siempre será mayor que la unidad, por tanto, sustituyendo los voltajes anteriores, nos queda:

$$A_v = \frac{v_o}{v_g} = \frac{g_m v_{gs} (R_D)}{v_{gs}} = g_m R_D \quad \text{o} \quad A_v = g_m (R_D || R_L)$$

Aplicando la ley de Ohm para la entrada y la salida de la figura III.67b anterior, tenemos:

$$i_g = \frac{v_g}{R_S || 1/g_m}; \quad i_D = \frac{v_o}{R_D || R_L}$$

La ganancia de corriente  $A_i$  es  $A_i = \frac{i_D}{i_g} = \frac{v_o / (R_D || R_L)}{v_g / [R_S || (1/g_m)]}$ , pero la  $A_v = \frac{v_o}{v_g}$ ; entonces:

$$A_i = A_v \left( \frac{R_S || (1/g_m)}{R_D || R_L} \right)$$

Las impedancias de entrada y de salida son:

$$Z_{in} = (R_S || 1/g_m)$$

$$Z_o = R_D \quad \text{o} \quad Z_o = R || R_L$$

Con el fin de justificar las características de este amplificador, veamos el siguiente caso.

### Ejemplo III.53

Diseñemos un amplificador de compuerta común con el FET 2N3684, que tiene como características:  $I_{DSS} = 7 \text{ mA}$ ,  $V_p = -5 \text{ V}$ , y la fuente de alimentación  $V_{DD} = 9 \text{ V}$ ,  $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 5 \text{ mV}_{p-p}$  y  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ .

### Solución

Proponiendo una  $V_{GS}$  de polarización de  $-1.25$  V y una  $I_D = 5.5$  mA, obtenemos el valor de  $R_S = 220 \Omega$ . Entonces  $R_D$  será:

$$R_D = \frac{V_{DD}}{I_{DQ}} = \frac{9 \text{ V}}{5.5 \text{ mA}} = 1.63 \text{ k}\Omega \text{ (valor comercial } 1.5 \text{ k}\Omega)$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_p)}{|V_p|} = \frac{2 \cdot 7 \text{ mA}(1 - 1.25/5)}{|-5| \text{ V}} = 2.1 \text{ mS}$$

Ganancia de voltaje ( $A_v$ ):

$$A_v = g_m (R_D || R_L) = 2.1 \text{ mS} (1.5 \text{ k}\Omega || 4.7 \text{ k}\Omega) = 2.38$$

La ganancia de corriente ( $A_i$ ) es:

$$A_i = A_v \frac{R_S || (1/g_m)}{R_D || R_L} = 2.38 \frac{0.22 \text{ k}\Omega || (1/2.1 \text{ mS})}{1.5 || 4.7} = 0.31$$

Las impedancias de entrada y de salida son:

$$Z_{in} = (R_S || 1/g_m) = 0.22 \text{ k}\Omega || (1/2.1 \text{ mS}) = 150 \Omega$$

$$Z_o = (R_D || R_L) = 1.5 || 4.7 = 1.13 \text{ k}\Omega$$

El voltaje de salida es:  $v_o = A_v \cdot v_{in} = 2.38 \cdot 5 \text{ mV} = 11.9 \text{ mV}_{p-p}$ .

Como se puede observar en esta sección, el amplificador que tiene mayor ganancia de voltaje y de corriente es el de polarización simple; su impedancia de entrada es del orden de  $M\Omega$  y la salida de algunos  $k\Omega$ , lo cual hace que el amplificador sea adecuado para el acoplamiento de impedancias.

### Problemas

III.1. Para la figura PIII.1, si  $V_{EE} = 3$  V,  $R_E = 0.72 \text{ k}\Omega$  e  $I_B = 120 \mu\text{A}$ , ¿cuánto vale  $\beta$ ?

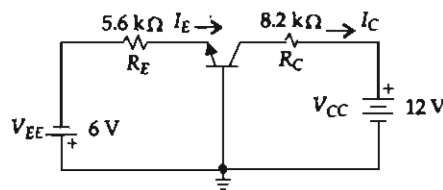


Figura PIII.1.

Respuesta:  $\beta = 26.6$ .

III.2. Para la figura PIII.1 determine el punto de operación Q.

Respuesta: Q(4.23 V; 0.45 mA).

III.3. Si el transistor está en la región activa, determine la ganancia de voltaje. Véase la figura III.6a.

III.4. Para la figura PIII.2 encuentre  $I_E$ ,  $r_e$  y  $Z_{in}$ , vista desde  $V_{EE}$ , si el transistor es de germanio.

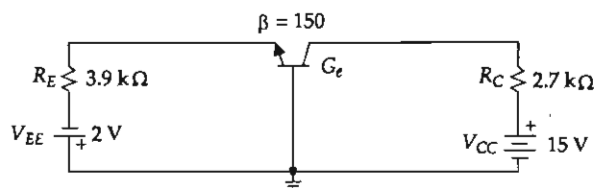


Figura PIII.2.

Respuesta:  $I_E = 0.46 \text{ mA}$ ,  $r_e = 56.5 \Omega$ ,  $Z_{in} = 3.96 \text{ k}\Omega$ .

III.5. La figura III.6a tiene los valores:  $V_{EE} = 5 \text{ V}$ ,  $R_E = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_g = 2 \text{ V}_{p-p}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 18 \text{ V}$ ,  $R_C = R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$  y  $\beta = 100$ ; encuentre:  $V_{BCQ}$ ,  $I_{CQ}$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

Respuesta:  $V_{BCQ} = 8.8 \text{ V}$ ,  $I_{CQ} = 1.95 \text{ mA}$ ,  $v_{o_{p-p}} = 8.25 \text{ V}$ .

III.6. De la figura PIII.2, si  $V_{EE} = 2 \text{ V}$ ,  $R_E = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{CC} = 22 \text{ V}$ ,  $R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 150$ , agregue  $R_B = 47 \text{ k}\Omega$  en la base (transistor de silicio), para calcular  $I_E$ ,  $I_B$  y  $V_E$  respecto a tierra;  $V_{BC}$ ,  $V_B$  y  $V_C$  respecto a tierra,  $V_{EC}$ ,  $r_e$  y  $Z_{in}$ .

Respuesta:  $I_E = 0.86 \text{ mA}$ ,  $I_B = 5.7 \mu\text{A}$ ,  $V_E = 0.96 \text{ V}$ ,  $V_{BC} = 17.7 \text{ V}$ ,  $V_B = 0.26 \text{ V}$ ,  $V_C = 17.95 \text{ V}$ ,  $V_{EC} = 17 \text{ V}$ ,  $r_e = 30.23 \Omega$ ,  $Z_{in} = 256.8 \Omega$

III.7. Diga cuál será el valor mínimo de  $V_{EE}$  para que el transistor pase a saturación y cuánto vale  $V_{BC}$  en ese momento.

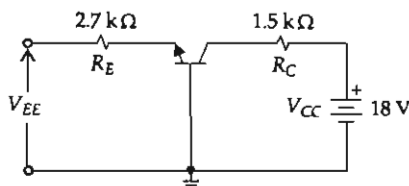


Figura PIII.3.

Respuesta:  $V_{EE} = 31.7 \text{ V}$ ,  $V_{BC} = 0 \text{ V}$ .

III.8. Diseñe un amplificador de B-C con una sola fuente de voltaje, cuyos datos son  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $\beta = 180$ ,  $R_E = 560 \Omega$ ,  $R_C = R_L = 3.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_B = 8 \text{ k}\Omega$  y  $A_i = 1$ , determine:  $Q$ ,  $A_v$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

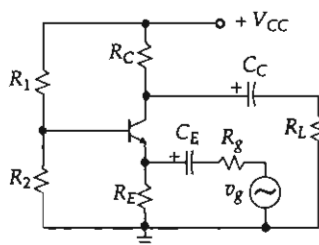


Figura PIII.4.

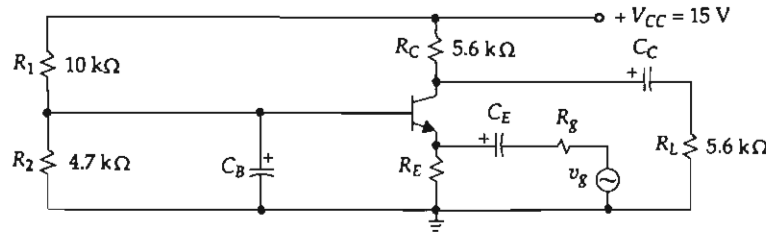
Dispositivos amplificadores

Respuesta:  $I_{CQ} = 2.47 \text{ mA}$ ,  $V_{ECQ} = 5.46 \text{ V}$ ,  $A_v = 30.3$ ,  $R_1 = 54.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 9.3 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 8.15 \text{ V}$ .

III.9. Repita el problema anterior considerando que entre la base y la tierra se conecta un capacitor  $C_B$  de varias decenas de  $\mu\text{f}$ .

Respuesta:  $A_v = 156.8$ .

III.10. Para el siguiente circuito, si  $\beta = 150$  y  $R_E = 2.7 \text{ k}\Omega$ , calcule:  $R_B$ ,  $V_B$ ,  $I_{CQ}$ ,  $Z_{in}$ ,  $A_i$ ,  $A_v$ ,  $Z_o$ .



Respuesta:  $R_B = 3.2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_B = 4.8 \text{ V}$ ,  $I_{CQ} = 0.9 \text{ mA}$ ,  $Z_{in} = 49 \Omega$ ,  $A_i = 0.49$ ,  $A_v = 48.4$ ,  $Z_o = 2.8 \text{ k}\Omega$ .

III.11. Diseñe el amplificador de B-C de la figura PIII.5 de manera que entregue una ganancia  $A_v = 75$ , si  $A_i = 0.5$ . Determine los valores de  $I_{CQ}$ ,  $R_B$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ , y  $v_{o_{p-p}}$ .

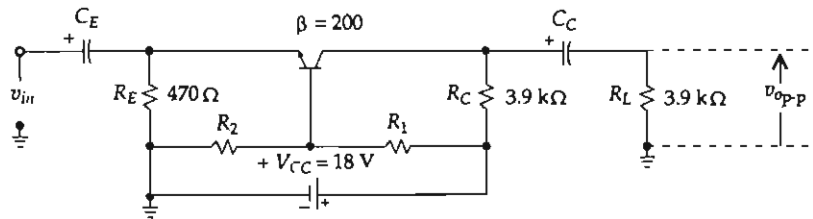


Figura PIII.5.

Respuesta:  $I_{CQ} = 2.65 \text{ mA}$ ,  $R_B = 640 \Omega$ ,  $R_1 = 6.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 0.7 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 9.3 \text{ V}$ .

III.12. Para la figura PIII.6 determine  $I_B$  y el punto de operación Q.

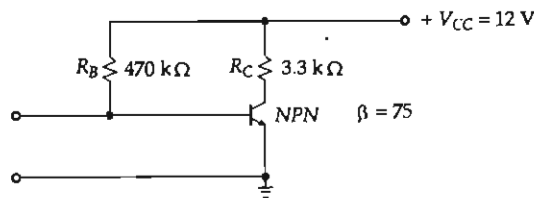


Figura PIII.6.

Respuesta:  $I_B = 24 \mu\text{A}$ ,  $Q(6.05 \text{ V}; 1.8 \text{ mA})$ .

III.13. A modo de análisis, diga en qué región de trabajo está cada uno de los circuitos para: a)  $R_B = 120 \text{ k}\Omega$ , b)  $R_B = 59.5 \text{ k}\Omega$ , c)  $R_B = 390 \text{ k}\Omega$ .

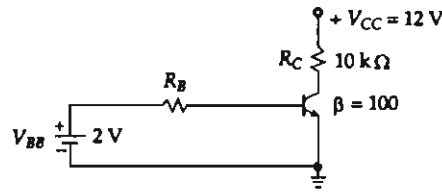


Figura PIII.7.

III.14. Para la figura PIII.6, cuyos valores son  $V_{CC} = 10\text{ V}$ ,  $R_B = 330\text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 3.9\text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ , encuentre:  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ .

Respuesta:  $A_v = 211.9$ ,  $A_i = 49.8$ ,  $Z_{in} = 920\text{ }\Omega$ ,  $Z_o = 1.95\text{ k}\Omega$ .

III.15. La figura PIII.8 tiene  $V_{CC} = 22\text{ V}$ ,  $R_B = 560\text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2.7\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 1.2\text{ k}\Omega$  y  $\beta = 100$ ; determine las corrientes y voltaje de polarización a c-d.

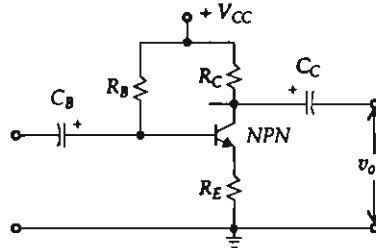


Figura PIII.8.

Respuesta:  $I_B = 31.3\text{ }\mu\text{A}$ ,  $I_{CQ} = 3.13\text{ mA}$ ,  $V_{ECQ} = 9.8\text{ V}$ .

III.16. Si los valores de la figura III.8 son:  $V_{CC} = 9\text{ V}$ ,  $\beta = 75$ ,  $R_C = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 120\text{ }\Omega$ , calcule el valor de  $R_B$  para una  $I_C = 5\text{ mA}$ .

Respuesta:  $R_B = 116.5\text{ k}\Omega$ .

III.17. Del circuito de la figura PIII.9, encuentre el voltaje máximo pico-pico sin distorsión en la salida.

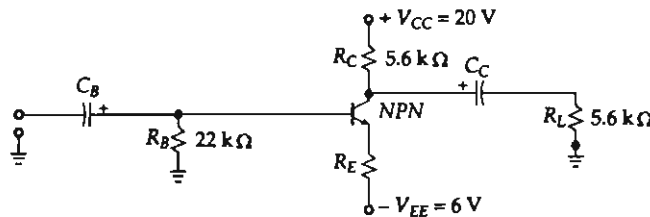


Figura PIII.9.

Respuesta:  $v_{o_{p-p}} = 10.92\text{ V}$ .

III.18. Sea el circuito siguiente (figura PIII.10) del cual se desea calcular  $v_{o_{p-p}}$ ,  $R_1$  y  $R_2$ .

Dispositivos amplificadores

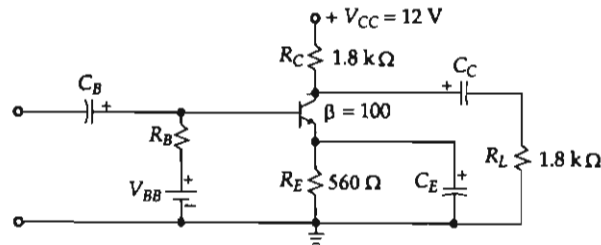


Figura PIII.10.

Respuesta:  $v_{o_{p-p}} = 5.08 \text{ V}$ ,  $R_1 = 25.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 7.17 \text{ k}\Omega$ .

III.19. Para el circuito de la figura PIII.11, determine los valores de:  $V_{B1}$ ,  $V_{B2}$ ,  $V_{C2}$ ,  $V_{E2}$ ,  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$ .

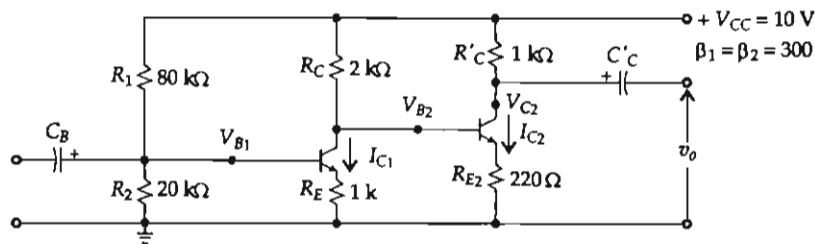


Figura PIII.11.

Respuesta:  $V_{B1} = 2 \text{ V}$ ,  $V_{B2} = 7.4 \text{ V}$ ,  $V_{C2} = 8.1 \text{ V}$ ,  $V_{E2} = 5.7 \text{ V}$ ,  $I_{C1} = 1.3 \text{ mA}$ ,  $I_{C2} = 1.9 \text{ mA}$ .

III.20. Diseñe el amplificador de la figura III.40, si  $V_{CC} = 20 \text{ V}$ ,  $Q(8.25 \text{ V}; 1.2 \text{ mA})$ ,  $S_{IC} = 4$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_C = R_L = 5.6 \text{ k}\Omega$ ,  $v_g = 20 \text{ mV}$ ,  $R_g = 1 \text{ k}\Omega$ ; para obtener los valores de:  $R_E$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in_{total}}$  y  $Z_o$ .

Respuesta:  $R_E = 4.15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 44 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 18.1 \text{ k}\Omega$ ,  $A_v = -84$ ,  $A_i = -15$ ,  $Z_{in_{total}} = 2.84 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_o = 2.8 \text{ k}\Omega$ .

III.21. Usando la figura III.40, pero sin  $v_g$  ni  $R_g$ , encuentre los valores de:  $h_{ie}$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in_{cto}}$ ,  $A_v$  y  $Z_o$ , si  $V_{CC} = 24 \text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 500 \Omega$  y  $R_L = 2 \text{ k}\Omega$ .

Respuesta:  $h_{ie} = 50.5 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = -2.4$ ,  $Z_{in_{cto}} = 2.47 \text{ k}\Omega$ ,  $A_v = -2$ ,  $Z_o = 1 \text{ k}\Omega$ .

III.22. Diseñe el amplificador de la figura III.40 con transistor PNP para que proporcione una  $A_v = -15$ , si  $V_{CC} = -20 \text{ V}$ ,  $\beta = 300$ ,  $R_L = 4 \text{ k}\Omega$  y  $V_{BE} = 0.6 \text{ V}$ . Determine:  $I_{CQ}$ ,  $R_B$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $A_i$ .

Respuesta:  $I_{CQ} = -3.19 \text{ mA}$ ,  $R_B = 3.6 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 64.1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 3.8 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = -12.5$ .

III.23. Diseñe el circuito de la figura III.41 para obtener un  $A_v = 200$ , si  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $Z_{in} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 0.15 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 2.2 \text{ k}\Omega$  y  $\beta = 400$ . Determine los valores:  $I_{CQ}$ ,  $R_B$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $I_{CQ} = 4.72 \text{ mA}$ ,  $R_B = 2.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 18.4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 2.4 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 9.34 \text{ V}$ .

- III.24. El amplificador de E-C de la figura III.35 tiene una  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $R_L \rightarrow \infty$ ,  $R_C = 4.7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_E = 470 \Omega$  y  $\beta = 200$ . No se da  $v_g$  ni  $R_g$ . Encuentre cuánto vale  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $A_v$ ,  $A_i$  y el voltaje máximo sin distorsión de salida.

*Respuesta:*  $R_1 = 97.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10.4 \text{ k}\Omega$ ,  $A_v = -9.63$ ,  $A_i = 17.57$ ,  $v_{o_{p-p}} = 12.26 \text{ V}$ .

- III.25. ¿Cuáles serán los valores de  $A_i$ ,  $A_v$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ , y  $v_{o_{p-p}}$  del problema anterior, si se conecta un  $C_E$  en paralelo con  $R_E$ ?

*Respuesta:*  $A_i = -146.6$ ,  $A_v = 274.8$ ,  $R_1 = 94.9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10.4 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 12.85 \text{ V}$ .

- III.26. Del problema anterior vuelva a calcular los parámetros pedidos más  $Z_{in}$  y  $Z_o$ , si se conecta  $R_L = 4.7 \text{ k}\Omega$  a través de un  $C_C$  en el colector del transistor. Véase la figura III.35.

*Respuesta:*  $R_1 = 81.3 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 10.6 \text{ k}\Omega$ ,  $A_v = -180.7$ ,  $A_i = -78.3$ ,  
 $Z_{in} = 2.03 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_o = 2.35 \text{ k}\Omega$ .

- III.27. A partir de la figura III.35 se requiere una  $A_v = -10$ , si  $V_{CC} = 12 \text{ V}$ ,  $Z_{in} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_C = R_L = 1.8 \text{ k}\Omega$  y  $\beta = 200$ . No se da  $v_g$  ni  $R_g$ . Determine:  $A_i$ ,  $R_E$ ,  $R_B$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $A_i = -5.5$ ,  $R_E = 83.7 \Omega$ ,  $R_B = 1.04 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 11.8 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.16 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 6.73 \text{ V}$ .

- III.28. ¿Cuánto valdrán ahora los parámetros solicitados en el problema III.27, si se conecta un  $C_E$  en paralelo con  $R_E$  y  $R_g = 1.2 \text{ k}\Omega$ ? ¿Cuál será el valor de  $Z_{in}$  y de  $Z_o$ ?

*Respuesta:*  $A_i = -66.3$ ,  $R_i = 18.4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.8 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_{in_{cto.}} = 0.7 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_o = 0.9 \text{ k}\Omega$ .

- II.29. Diseñe un amplificador de E-C tal que entregue una  $A_v = -50$ , si  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ ,  $\beta = 150$ ,  $R_C = R_L = 2.7 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_{in} = 2 \text{ k}\Omega$ . No se da  $R_g$  ni tiene el  $C_E$  conectado a  $R_E$ . Determine:  $A_i$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $A_i = -37$ ,  $R_1 = 24.27 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.4 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 8.86 \text{ V}$ .

- III.30. Diseñe el amplificador de la figura III.41 para que entregue una  $A_v = -30$  y una  $A_i = -20$ , si  $V_{CC} = 22 \text{ V}$ ,  $R_C = R_L = 1.5 \text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 100$ , sin  $R_g$  ni  $C_E$ . Obtenga:  $Z_{in}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $Z_{in} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 34 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.75 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 13 \text{ V}$ .

- III.31. Calcule de nuevo el problema anterior, pero ahora  $R_E$  tiene un capacitor  $C_E$  conectado en paralelo.

*Respuesta:*  $Z_{in} = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 4.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 0.18 \text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 13 \text{ V}$ .

*Dispositivos amplificadores*

III.32. Para el circuito de la figura III.45a determine:  $A_v$ ,  $A_i$ ,  $Z_{in}$  y  $Z_o$ , si  $V_{CC} = 20\text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_B = 750\text{ k}\Omega$  y  $R_E = 2.5\text{ k}\Omega$ . Sin  $v_g$  ni  $R_g$ .

*Respuesta:*  $A_v \approx 1$ ,  $A_i = 75$ ,  $Z_{in} = 187.5\text{ k}\Omega$ ,  $Z_o = 13.5\text{ }\Omega$ .

III.33. Si al problema anterior se le conecta  $V_g = 1.5\text{ V}_{p-p}$ ,  $R_g = 50\text{ k}\Omega$  y sus datos son:  $V_{CC} = 6\text{ V}$ ,  $R_B = 220\text{ k}\Omega$ ,  $\beta = 250$ ,  $R_E = 1.2\text{ k}\Omega$  y  $R_L = 1\text{ k}\Omega$ , determine:  $Z_{in}$ ,  $A_v$ ,  $v_{o_{p-p}}$  y  $Z_o$ .

*Respuesta:*  $Z_{in} = 85\text{ k}\Omega$ ,  $A_v = 0.98$ ,  $v_{o_{p-p}} = 0.93\text{ V}$ ,  $Z_o = 152\text{ }\Omega$ .

III.34. Si la figura III.45a tiene como datos:  $V_{CC} = 18\text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $A_i = 15$  y  $R_E = R_L = 0.2\text{ k}\Omega$ , calcule:  $R_B$ ,  $V_{BB}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $R_B = 4.3\text{ k}\Omega$ ,  $V_{BB} = 15.28\text{ V}$ ,  $R_1 = 5.06\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 28.4\text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 10.8\text{ V}$ .

III.35. A la figura III.45a se le conecta  $R_C = 100\text{ }\Omega$  entre el colector y  $+V_{CC}$ . Diseñe el amplificador, si  $V_{CC} = 18\text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_E = R_L = 100\text{ }\Omega$  y  $Z_{in} = 2\text{ k}\Omega$ , y encuentre los valores de  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $A_i$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

*Respuesta:*  $R_1 = 5.1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 4.9\text{ k}\Omega$ ,  $A_i = 10$ ,  $v_{o_{p-p}} = 6.48\text{ V}$ .

III.36. Si la figura III.45a tiene una  $V_{CC} = 24\text{ V}$ ,  $\beta = 100$ ,  $R_E = R_L = 2\text{ k}\Omega$ , determine  $R_1$  y  $R_2$  si  $I_{CQ} = 10\text{ mA}$ ,  $R_{C-a}$ ,  $R_{C-d}$ ,  $v_{o_{p-p}}$ , la potencia disipada por el transistor y por la  $R_L$ .

*Respuesta:*  $R_1 = 21.1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 369\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C-a} = 1\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C-d} = 2\text{ k}\Omega$ ,  
 $v_{o_{p-p}} = 40\text{ mV}$ ,  $P_T = 40\text{ mW}$ ,  $P_L = 4\text{ mW}$ .

III.37. Para el problema anterior calcule lo mismo si  $I_{CQ} = 6\text{ mA}$ .

III.38. ¿Cuál es el máximo voltaje de oscilación de salida para el amplificador de la figura III.45a, si  $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $R_1 = 2.2\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 8.2\text{ k}\Omega$ ,  $R_E = R_L = 1\text{ k}\Omega$  y  $\beta = 80$ ?

*Respuesta:*  $v_{o_{p-p}} = 9\text{ V}$ .

III.39. Rediseñe el problema anterior, si  $V_{CC} = 15\text{ V}$ ,  $R_E = R_L = 1.2\text{ k}\Omega$  y  $\beta = 80$ , para determinar  $R_1$ ,  $R_2$  y  $v_{o_{p-p}}$ .

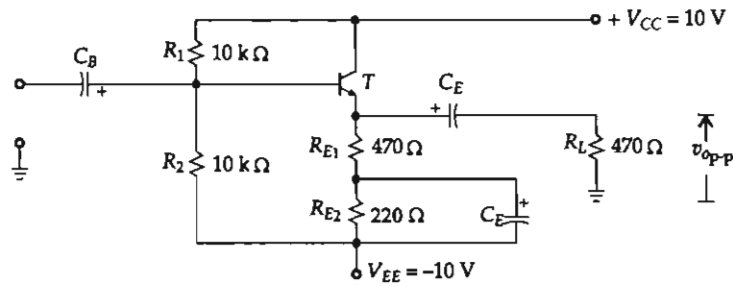
*Respuesta:*  $R_1 = 12.3\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 43.6\text{ k}\Omega$ ,  $v_{o_{p-p}} = 9\text{ V}$ .

III.40. Si la figura III.45a tiene como datos  $V_{CC} = 24\text{ V}$ ,  $\beta = 150$ ,  $R_E = R_L = 2.7\text{ k}\Omega$ , obtenga los valores de  $R_{C-a}$ ,  $R_{C-d}$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $v_{o_{p-p}}$  y  $P_T$ .

*Respuesta:*  $R_{C-a} = 1.35\text{ k}\Omega$ ,  $R_{C-d} = 2.7\text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 53.1\text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 170\text{ k}\Omega$ ,  
 $v_{o_{p-p}} = 14.3\text{ V}$ ,  $P_T = 256\text{ mW}$ .

III.41. Del circuito de la siguiente figura se desea determinar el punto de operación y  $v_{o_{p-p}}$ .





Respuesta:  $Q(9.14 \text{ V}; 21 \text{ mA})$ ,  $v_{o_{p-p}} = 9.14 \text{ V}$ .

III.42. Determine  $g_m$  de un FET que tiene  $I_{DSS} = 7 \text{ mA}$ ,  $V_p = -3.5 \text{ V}$  y  $V_{DD} = 15 \text{ V}$ . Elija la localización razonable para el punto de trabajo  $Q$ .

Respuesta:  $g_m = 2840 \mu\text{S}$ .

III.43. Con los datos del problema anterior, calcule la corriente de drenaje para un FET cuyos valores son los siguientes: a)  $v_{gs} = -1 \text{ V}$ , b)  $v_{gs} = -2 \text{ V}$ , c)  $v_{gs} = -3 \text{ V}$  y d)  $v_{gs} = +0.5 \text{ V}$ .

Respuesta: a)  $I_D = 3.53 \text{ mA}$ , b)  $I_D = 1.29 \text{ mA}$ , c)  $I_D = 0.14 \text{ mA}$ , d)  $I_D = 9.14 \text{ mA}$ .

III.44. Encuentre  $A_v$  para la figura III.62, si  $Q(12 \text{ V}; 7 \text{ mA})$ ,  $V_{DD} = 24 \text{ V}$ ,  $R_D = 22 \text{ k}\Omega$ , y  $r_{ds} = 200 \text{ k}\Omega$ .

Respuesta:  $A_v = -60$ .

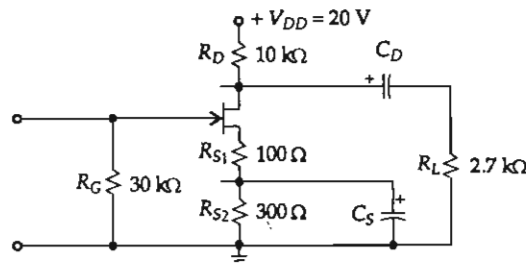
III.45. La figura III.62 tiene los siguientes datos:  $Q(10 \text{ V}; 5 \text{ mA})$ ,  $V_p = -3 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 7 \text{ mA}$  y el voltaje de ruptura  $BV_{DGS} = 25 \text{ V}$ ; encuentre los valores de las componentes  $R_D$  y  $R_S$ . Diseñe  $R_G$ .

Respuesta:  $R_D = 2.9 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 93 \Omega$ .

III.46. La figura del problema anterior tiene un  $V_{GSQ} = 2 \text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 1 \text{ mA}$ ,  $R_D = 10 \text{ k}\Omega$  y  $V_{DSQ} = 4 \text{ V}$ . ¿Cuánto valen  $R_S$  y  $V_{DD}$ ?

Respuesta:  $R_S = 2 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{DD} = 16 \text{ V}$ .

III.47. Dada la siguiente figura, determine  $A_v$ ,  $Z_{in}$  y  $A_i$ , si  $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$  y  $V_p = -2 \text{ V}$ .



Respuesta:  $A_v = -2.8$ ,  $Z_{in} = 30 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = -31.5$ .

III.48. Diseñe el circuito mostrado en la figura III.64a para que entregue una ganancia de voltaje  $A_v = -4$ , si  $V_{DD} = 20 \text{ V}$ ,  $V_p = -3.33 \text{ V}$ ,  $Z_{in} = 100 \text{ k}\Omega$ , y  $R_L = 20 \text{ k}\Omega$ . Calcule:  $R_D$ ,  $R_S$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ .

Respuesta:  $R_D = 3.57 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 429 \Omega$ ,  $R_1 = 2.85 \text{ M}\Omega$ ,  $R_2 = 104 \text{ k}\Omega$ .

III.49. Repita el diseño del problema anterior para que dé una  $A_v = -2$ , si  $V_{DD} = 12 \text{ V}$ ,  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_{in} = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $V_{DSQ} = 6 \text{ V}$ ,  $V_{GSQ} = -1 \text{ V}$ ,  $I_{DQ} = 1 \text{ mA}$  y  $g_m = 2500 \mu\text{S}$ . Obtenga:  $R_S$ ,  $R_D$ ,  $A_i$ ,  $R_1$  y  $R_2$ .

Respuesta:  $R_S = 1.2 \text{ k}\Omega$ ,  $R_D = 4.78 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = -100$ ,  $R_1 = 27 \text{ M}\Omega$  y  $R_2 = 509 \text{ M}\Omega$ .

III.50. Con los datos del problema anterior, rediseñe para un FET con  $V_p = -4 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = 6 \text{ mA}$ . Encuentre:  $R_D$ ,  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_{S_{cd}}$  y  $A_i$ .

Respuesta:  $R_D = 1.61 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 \rightarrow \infty$ ,  $R_2 = 500 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{S_{cd}} = 390 \Omega$ ,  $A_i = -100$ .

III.51. Diseñe el circuito de la figura III.65 con FET de canal  $p$ , tal que entregue una  $A_v = -10$ , si  $V_{DD} = -20 \text{ V}$ ,  $Z_{in} = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{DQ} = -1 \text{ mA}$ ,  $V_{DSQ} = -10 \text{ V}$ ,  $V_{GDQ} = 0.5 \text{ V}$ . Calcule:  $R_{S_{ca}}$ ,  $R_{S_{cd}}$ ,  $R_D$ ,  $R_1$ ,  $R_2$  y  $A_i$ .

Respuesta:  $R_D = 9.5 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{S_{ca}} = 338 \Omega$ ,  $R_{S_{cd}} = 500 \Omega$ ,  $A_i = -21.1$ ,  $R_1 \rightarrow \infty$ .

III.52. De la figura III.67 diseñe el amplificador que entregue una  $A_v = -1$ , si  $V_{DD} = 12 \text{ V}$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_{in} = 15 \text{ k}\Omega$ ,  $I_{DSS} = 10 \text{ mA}$  y  $V_p = -4 \text{ V}$ . Use  $I_{DQ} = I_{DSS} / 2$ . Determine:  $R_D$ ,  $R_{S_{cd}}$ ,  $R_{S_{ca}}$ ,  $A_i$  y  $R_2$ .

Respuesta:  $R_D = 966 \Omega$ ,  $R_{S_{cd}} = 234 \Omega$ ,  $R_{S_{ca}} = 208 \Omega$ ,  $A_i = -15$ ,  $R_1 \rightarrow \infty$ .

III.53. Para el amplificador de fuente común de la figura III.65 con canal  $p$ ,  $I_{DSS} = 2 \text{ mA}$  y  $g_m = 2000 \mu\text{S}$ , si  $R_D = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 200 \Omega$ , ¿cuál será el valor de la ganancia de voltaje  $A_v$  para los siguientes valores de  $V_{GSQ}$ ? a)  $-1 \text{ V}$ , b)  $-0.5 \text{ V}$ , c)  $0 \text{ V}$ .

Respuesta: a)  $-8.33$ , b)  $-11.5$ , c)  $-14.3$ .

III.54. Diseñe un amplificador de drenaje común tal que entregue una  $A_v = -4$ ,  $A_i = -40$ . El FET es de canal  $p$  y  $V_{DD} = -16 \text{ V}$ ,  $R_L = 8 \text{ k}\Omega$ ,  $V_p = 3 \text{ V}$ ,  $I_{DSS} = -7 \text{ mA}$ . Use:  $I_{DQ} = 0.3 I_{DSS}$ ,  $V_{DSQ} = V_{DD} / 2$  (véase la figura III.66). Calcule:  $V_{GSQ}$ ,  $g_m$ ,  $R_S$ ,  $R_{S_{cd}}$ ,  $P_T$ .

Respuesta:  $V_{GSQ} = 1.36 \text{ V}$ ,  $g_m = 2.55 \text{ mS}$ ,  $R_S = 174 \Omega$ ,  $R_{S_{cd}} = 648 \Omega$ ,  $P_T = 16.8 \text{ mW}$ .

III.55. Sea el circuito de la figura III.67a con  $V_{DD} = 20 \text{ V}$ ,  $V_{DSQ} = 6 \text{ V}$ ,  $g_m = 2.5 \text{ mS}$ ,  $R_1 = 800 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_D = 4 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 200 \Omega$  y  $R_L = 6 \text{ k}\Omega$ . Determine:  $I_{DQ}$ ,  $V_{GG}$ ,  $A_v$ ,  $Z_{in}$ ,  $A_i$ .

Respuesta:  $I_{DQ}$ ,  $V_{GG}$ ,  $V_{GSQ} = 1.55 \text{ V}$ ,  $A_v = -3.84$ ,  $Z_{in} = 88.9 \text{ k}\Omega$ ,  $A_i = -88.9$ .



## CAPÍTULO IV

# DISPOSITIVOS DE CUATRO CAPAS

**E**n general los dispositivos semiconductores hasta ahora estudiados requerían la aplicación permanente de una señal eléctrica para mantenerse en un estado de conducción particular. Estos dispositivos pueden ser clasificados como dispositivos lineales de control, puesto que la conducción varía en ellos más o menos linealmente con el nivel de la señal de entrada. En la presente unidad trataremos de los dispositivos de control de potencia.

CUADRO 1. *Capacidad máxima de funcionamiento de potencia de los semiconductores*

	<i>Voltaje V</i>	<i>Corriente A</i>
Transistor	3 000	500
Transistor Darlington	1 500	50
Rectificador	5 000	7 060
SCR	4 000	10 000
Triacs	3 000	2 000

En el cuadro anterior se observa que los elementos de cuatro capas manejan gran cantidad de corriente, como los rectificadores y SCR, que son de la Westcode Semiconductores LTD, los cuales son conocidos como dispositivos de control de potencia o como tiristores, palabra derivada de la contracción de *tiratrón* y *transistor*. El tiristor es un elemento electrónico semiconductor de potencia de cuatro capas capaz de conmutar casi en forma ideal, además de rectificar y amplificar a un mismo tiempo, y consta de tres terminales que son: ánodo, cátodo y compuerta. Los *tiratrones* son dispositivos de potencia, conocidos como triodos con gas y que por lo general tienen vapor de mercurio. Estos dispositivos se utilizaban para el control de las revoluciones de los motores, así como para el aumento y disminución de la intensidad luminosa de los teatros o cines, etcétera.

Entre los tiristores se incluyen los de potencia y los de disparo.

De potencia:

- SCR Rectificador controlado de silicio (contracción del inglés).
- Triacs Interruptor triodo a c-a (contracción del inglés).

De disparo:

- Diac Diodo a c-a. Elemento simétrico que no posee polaridad.
- SUS Conmutador o interruptor unilateral de silicio.
- SBS Conmutador bilateral de silicio.
- TUP Transistor uniunión programable.
- UJT Transistor de una sola unión.

#### IV.1. RECTIFICADOR CONTROLADO DE SILICIO (SCR)

El alumno recordará que el diodo está formado por dos capas y una unión. El transistor tiene tres capas y dos uniones. El SCR tiene cuatro capas, tres uniones y tres terminales, que son: ánodo (A), cátodo (K) y compuerta (G).

El SCR está formado por dos transistores, uno PNP y el otro NPN.

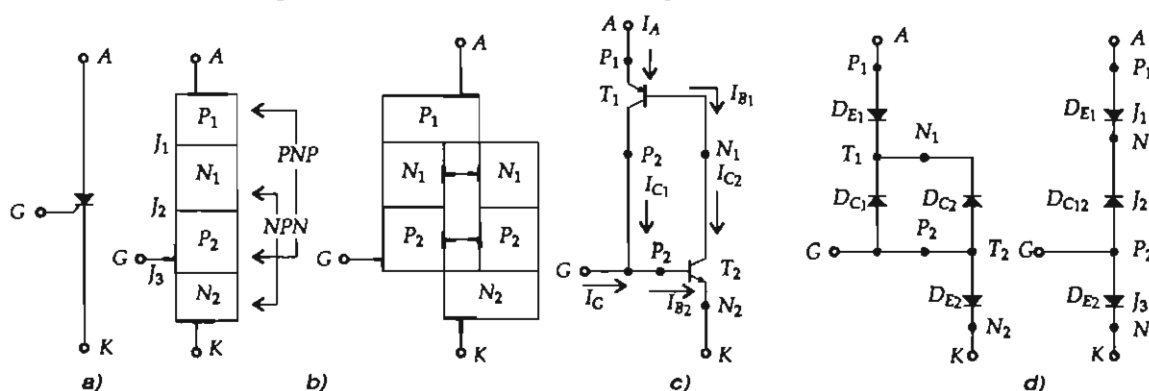


Figura IV.1. a) Símbolo. b) Estructura. c) Equivalencia con transistores. d) Analogía con diodos del SCR.

##### IV.1.1. Funcionamiento del SCR

Suponiendo que la región P<sub>1</sub> está a un potencial eléctrico más positivo que N<sub>2</sub>, entonces P<sub>1</sub> y N<sub>2</sub> emiten portadores positivos (huecos) y negativos (electrones) respectivamente hacia las regiones N<sub>1</sub> y P<sub>2</sub>. Al difundirse en las bases de los transistores, estos portadores llegan a la unión J<sub>2</sub>, donde la carga libre crea un intenso campo eléctrico.

En general se tiene para el transistor bipolar que:

$$I_B = (1 - \alpha)I_E = I_{CO}$$

$$I_C = \alpha I_E + I_{CO}$$

Para el caso de las figuras IV.1a y b se observa:

$$I_B = (1 - \alpha_1)I_A - I_{CO1}$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CO2}$$

Si para este caso  $I_{B1} = I_{C2}$  e  $I_K = I_A + I_G$ , entonces, operando estas ecuaciones, tenemos:

$$(1 - \alpha_1)I_A - I_{CO1} = \alpha_2(I_A + I_G) + I_{CO2} \quad \therefore$$

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CO1} + I_{CO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

Si se reduce el valor del numerador de la ecuación anterior, el denominador se acercará a la unidad (para corrientes débiles) y la  $I_A$  será apenas mayor que las corrientes de fuga.

Observe que aunque el SCR está polarizado directamente, permanece al corte y presenta una elevada impedancia.

Si por cualquier motivo el numerador o la corriente de fuga (que son los que cruzan la unión  $J_2$ ) aumentan, el resultado será un incremento en la corriente y la ganancia ( $\alpha$ ). La suma de  $\alpha_1 + \alpha_2$  tiende a la unidad e  $I_A$  tiende a  $\infty$ . Esta corriente de  $I_A$  tomará un valor muy alto, que será limitado sólo por el circuito exterior. En estas condiciones se dice que el SCR está disparado (conduce). Sin embargo, esta forma de disparar el dispositivo por medio del aumento de la corriente de fuga o por el aumento de voltaje entre el ánodo y el cátodo no es recomendable.

La forma más usual de disparar el SCR es por medio de un pulso positivo aplicado a la compuerta (G).

Al estar polarizado directamente el SCR, el ánodo se encontrará a un potencial más positivo que el cátodo, y si se aplica el pulso positivo a la compuerta,  $T_2$  recibirá una corriente de base  $I_G$ , pasando a ser  $\beta_2 I_G$  en el colector de éste, donde  $\beta_2$  es la ganancia de corriente de  $T_2$  que está en la configuración de emisor común. Esta corriente se inyecta a su vez a la base de  $T_1$ , la cual genera una corriente de colector  $I_{C1} = \beta_1 \beta_2 I_G$ , donde  $\beta_1$  es la ganancia del  $T_1$ . La  $I_{C1}$  se vuelve a aplicar en la base de  $T_2$ , presentándose los dos casos siguientes:

- Cuando  $\beta_1 \beta_2$  es  $< 1$ , el dispositivo no se dispara.
- Cuando  $\beta_1 \beta_2$  tiende a la unidad, el elemento amplifica y a la vez se dispara.

Las dos condiciones anteriores son las que caracterizan el funcionamiento del SCR. Por eso, el pulso que se inyecta a la compuerta debe ser suficiente para que el elemento se dispare y conduzca. Al conducir, la realimentación hace que los dos transistores se vayan a saturación, manteniéndose en este estado, incluso si desaparece el pulso de entrada a la base de  $T_2$ , siendo esto válido hasta que el circuito exterior deja de mantener la corriente  $I_A$ .

Otras formas de disparar un SCR son:

**La tensión.** Como cada una de las uniones PN presenta una cierta capacidad, al hacer crecer bruscamente la tensión ánodo-cátodo, esta capacitancia se carga con la corriente  $i = Cdv/dt$ , la cual, si es suficientemente elevada, provoca el disparo del elemento.

**La temperatura.** La corriente inversa de fuga de los transistores de silicio la aumenta al doble cada  $6^\circ\text{C}$ . Cuando la corriente alcanza un valor suficiente se produce el disparo del dispositivo.

### Resumen del funcionamiento del SCR (figuras IV.1c y d)

Al estar el ánodo a un potencial más positivo que el cátodo y al aplicarle un pulso eléctrico positivo a la compuerta, el diodo de emisor de  $T_2$  ( $D_{E2}$ ) conduce. Al conducir éste, el colector y el emisor de

$T_2$  estarán prácticamente al mismo potencial:  $V_{EC_{SAT}} = 0.3 \text{ V}$ . Por otra parte, sabemos que para que funcione este tipo de transistor, el diodo de emisor se polariza directamente y el diodo de colector inversamente; de este modo, el colector de  $T_2$ , o sea la base de  $T_1$ , es más positivo que el pulso eléctrico aplicado a la base de  $T_2$ . Esto hace que el borne negativo del cátodo repela a los electrones de la región del emisor de  $T_2$  ( $N_2$ ) hacia la base del mismo transistor, y que estas mismas cargas eléctricas negativas lleguen a la región  $N_1$  del  $T_1$ , cruzando la unión  $J_1$  hasta llegar a la terminal del ánodo. De aquí que la placa positiva de la fuente de alimentación del ánodo repela los huecos de la región  $P_1$  hacia la región  $N_1$ . Por ello, los electrones de  $N_1$  cruzan la unión  $J_1$  para llegar a la terminal del ánodo, produciendo así la conducción del SCR, que viene siendo la recta 2 de la figura IV.2, y la no conducción directa del SCR, que es la curva 1. La curva 3 muestra la corriente de fuga del SCR y la 4 es la corriente inversa de polarización.

#### IV.1.2. Curva característica de un SCR

Los fabricantes de los dispositivos electrónicos por lo general proporcionan las curvas características así como los principales parámetros de los SCR.

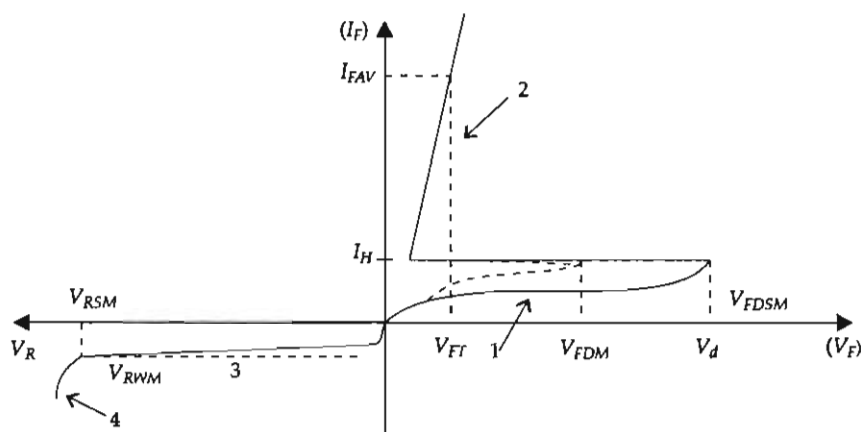


Figura IV.2. Características del SCR.

$I_{FAV}$	Valor medio instantáneo de la corriente directa.
$I_H$	Corriente mínima de mantenimiento o de conducción.
$I_R$	Corriente inversa.
$V_{FDSM}$	$V_d$ Voltaje directo o instantáneo o de retorno por encima del cual se dispara el SCR por disparo directo.
$V_{FDM}$	Voltaje directo de pico en bloqueo.
$V_{FT}$	Voltaje directo de conducción.
$V_H$	Voltaje de mantenimiento.
$V_{RWM}$	Voltaje inverso máximo de servicio.
$V_{RSM}$	Voltaje accidental máximo.
$I_G$	Corriente directa de compuerta.
$V_{GD}$	Voltaje máximo de compuerta sin provocar el disparo (0.3 V).
$V_{GT}$	Voltaje de disparo de compuerta (en los dispositivos de uso común es aproximadamente de 1 a 3 voltios).

En la figura IV.3 se puede observar que, al aplicarle una señal eléctrica a la compuerta del SCR, se modifica el voltaje de disparo, y cuando  $I_G = 0$  mA el SCR no conduce, hasta que se alcance el voltaje de disparo entre el ánodo y el cátodo del elemento. Por otra parte, a medida que aumenta la  $I_G$  disminuye el valor del voltaje de disparo del tiristor y, en el límite, el tiristor se comporta como un diodo; esto es para una  $I_G$  suficientemente elevada. El menor voltaje del ánodo provoca la conducción del dispositivo.

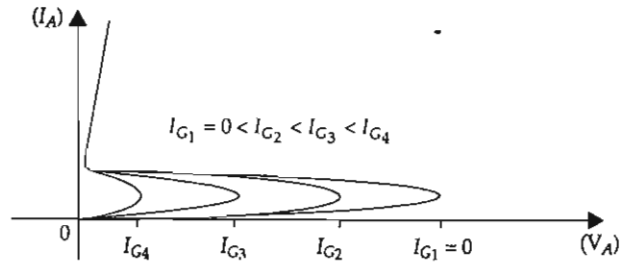


Figura IV.3. Voltaje de retorno  $V_d$  en función de la corriente de compuerta.

En la figura IV.3 se observa que, aunque la  $I_G$  y los voltajes del ánodo pueden variar, la corriente del ánodo  $I_A$  se determina por el voltaje de alimentación y por la resistencia de carga.

Para evitar los posibles disparos de conducción esporádicos del tiristor, se aconseja colocar un resistor en paralelo entre la compuerta y el cátodo, ya que la  $\beta$  del transistor *NPN* es mucho mayor que la  $\beta$  del *PNP*.

Una vez que se haya disparado el dispositivo por un pulso eléctrico aplicado en la compuerta y se desee anular su conducción, es necesario interrumpir la corriente del ánodo ( $I_A$ ), para que ésta decaiga por debajo de la corriente de mantenimiento ( $I_H$ ) o aplicar un pulso eléctrico negativo en la compuerta.

Para verificar si los SCR están en buen estado se pueden usar los siguientes dos tipos de prueba.

#### IV.1.3. Prueba rápida o estática a un SCR

Las puntas de prueba del ohmímetro se colocan entre la compuerta y el cátodo, el cual marcará una resistencia de cientos de ohmios si se trata de un ohmímetro analógico; si se usa uno digital, marcará alrededor de 700 u 800 ohmios; si las puntas de prueba se invierten, debe indicar infinito. Las otras pruebas entre ánodo y cátodo, y ánodo y compuerta, deben mostrar infinito, así como señalar que el dispositivo no está dañado.

#### IV.1.4. Prueba dinámica a un SCR

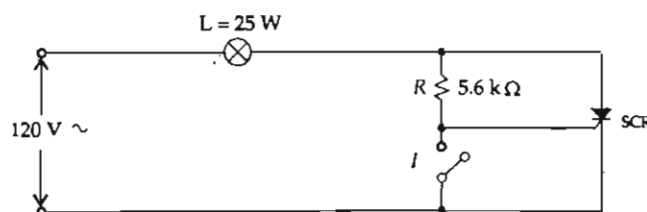


Figura IV.4. Prueba dinámica del SCR.



Cuando se cierra el interruptor  $I$ , una corriente de aproximadamente 20 mA circula a través de la lámpara de 25 watts, del resistor  $R$  y del interruptor. Dicha corriente no es suficiente para que la lámpara se ilumine. Cuando el interruptor se abre, la lámpara se ilumina aproximadamente a la mitad de su brillantez. Bajo estas condiciones, el SCR se dispara en cada semiciclo positivo por la corriente de 20 mA que fluye en el circuito compuerta-cátodo.

Si la lámpara brilla normalmente, el SCR está en cortocircuito, lo que quiere decir que se fundieron las uniones de los elementos internos del SCR.

Si la lámpara no se ilumina, haciendo caso omiso de la posición del interruptor, el SCR está abierto.

La aplicación del SCR se verá posteriormente una vez que se cubran los dispositivos de disparo.

## IV.2. EL TRIAC

El triac es un dispositivo electrónico semiconductor de conmutación bidireccional de potencia, formado por dos SCR conectados en forma antiparalela de cuatro capas, un  $PNPN$ , un  $NPNP$ , que tiene tres terminales, dos ánodos y una compuerta.

El nombre de triac proviene de la contracción: *triodo* interruptor por corriente *alterna*.

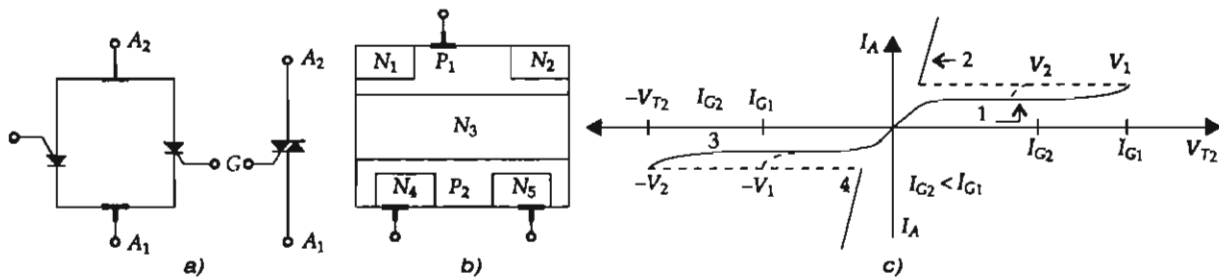


Figura IV.5. a) Símbolo. b) Estructura. c) Característica V-I del triac.

### IV.2.1. Disparo del triac

Si se aplica  $V_1$  al nodo  $A_1$ ,  $V_2$  al ánodo  $A_2$  y el voltaje  $V_G$  a la compuerta, y si tomamos  $V_1$  como la referencia o tierra, podemos definir cuatro cuadrantes de polarización de los cuales describiremos muy brevemente el primero y el tercer cuadrante, que son los que nos interesan.

Cuadrante	$V_2$	$V_G$
I	$>0$	$>0$
II	$>0$	$<0$
III	$<0$	$<0$
IV	$<0$	$>0$

Ayuda de la figura IV.5b anterior

Con  $A_2$  más positivo que  $A_1$ , y con un pulso eléctrico aplicado en la compuerta ( $I_{G1}$  o  $I_{G2}$ ), se alcanza el voltaje de ruptura  $V_1$  o  $V_2$  en la sección interruptora  $PNPN$ , con lo cual los electrones

fluyen desde  $A_1$  hasta la terminal de  $A_2$ . Si el triac está en conducción, el valor de la corriente entre los ánodos es determinado por el voltaje al que están sometidos los ánodos y por la resistencia de carga. En este caso la caída de potencial a través del triac es pequeña, al igual que su impedancia (estado de conducción).

Caso contrario es cuando el ánodo  $A_1$  es más positivo que el  $A_2$ , el pulso que se aplica a la compuerta es de un valor negativo; entonces se llega al voltaje de ruptura  $-V_2$  o  $-V_1$  a causa de la corriente de la compuerta. La sección de conmutación que trabaja es la *NPNP*, con influjo de corriente desde  $A_2$  hasta  $A_1$ .

#### IV.2.1.1. Formas de disparar un triac

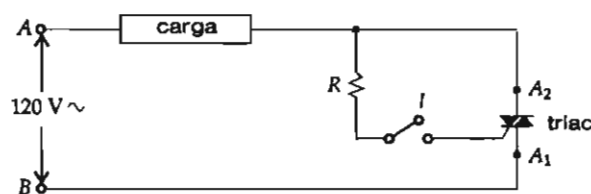


Figura IV.6. Circuito simple para conmutar un triac.

Un elemento de disparo es simulado por el interruptor  $I$ . Cuando el interruptor está cerrado y el semiciclo de la línea de 120 V es positivo, el punto  $A$  será más positivo que  $B$ ; entonces tanto  $A$  como la compuerta estarán a un potencial positivo conduciendo el triac. Durante el siguiente semiciclo negativo, tanto  $A$  como la compuerta están a un potencial negativo, disparándose de nuevo el dispositivo. De esta forma un elemento pequeño puede ser usado como un conmutador de alta corriente en un circuito de c-a.

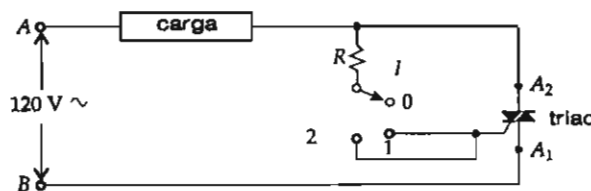


Figura IV.7. Circuito de potencia completa y media.

Cuando el interruptor  $I$  está en cero, el dispositivo no se dispara (no conduce).

Cuando el interruptor  $I$  está en 1, la operación del circuito es la misma que la descrita en el circuito anterior.

Cuando el interruptor  $I$  está en 2, el diodo permite el semiciclo positivo y queda  $A$  más positivo que  $B$ ; y cuando se produce el semiciclo negativo, el diodo se bloquea y no permite el paso de corriente a la compuerta. Con esto se efectúa la no conducción del triac (potencia media del elemento por operar solamente un semiciclo).

### IV.3. DISPOSITIVOS DE DISPARO

Los pulsos de disparo para el SCR y el triac pueden provenir de un elemento semiconductor pequeño de bajo costo y baja potencia.

### IV.3.1. El diac

El diac es un dispositivo electrónico semiconductor de disparo con dos terminales y se conoce como diodo de conmutación bilateral. Está constituido básicamente por tres capas semiconductoras y su nombre proviene de la contracción de *diodo* de c-a.

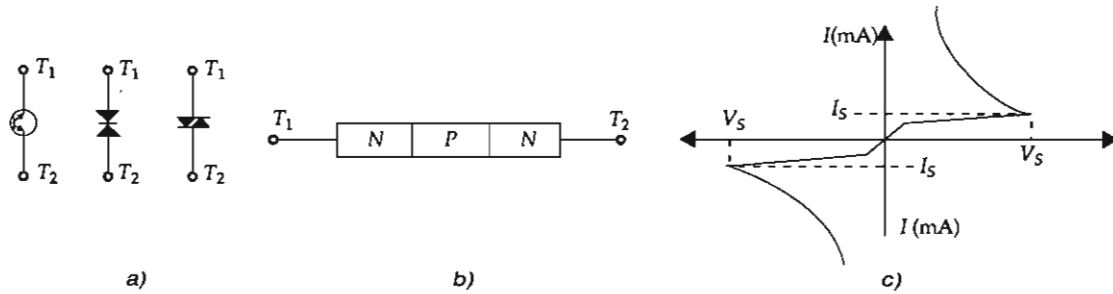


Figura IV.8. a) Símbolos. b) Estructura. c) Característica  $V-I$  del diac.

#### IV.3.1.1. Funcionamiento del diac

Para que el diac conduzca hay que llevarlo a un voltaje por arriba del voltaje de ruptura ( $V_S$ ) (esto lo da generalmente el fabricante, cuyos voltajes pueden estar en el rango de 28 a 36 voltios para los dispositivos de la General Electric). Cuando ocurre este voltaje, la corriente de ruptura  $I_S$  viene siendo del orden de unos  $200 \mu A$ , pasando al orden de varias unidades de mA y el voltaje entre los extremos del diac disminuye, con lo que el elemento conduce, produciendo una resistencia negativa (recta tangente imaginaria a la curva del primer cuadrante mayor de  $90^\circ$ ).

Debido a que la conmutación la realiza en forma bidireccional, el dispositivo no tiene polaridad.

#### IV.3.1.2. Aplicaciones del diac

Un control simple de conducción de media onda a c-a consiste en el diac cuando dispara a un triac.

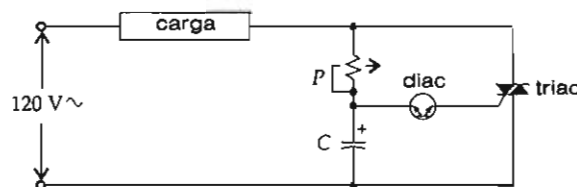


Figura IV.9. Circuito de control con diac disparando a un triac.

Observe en la figura IV.9 que el potenciómetro y el capacitor forman un filtro integrador o pasa-bajo.

En el semiciclo positivo de la señal de la línea, el capacitor  $C$  se carga a través de  $P$ , y cuando alcanza el voltaje de ruptura  $V_S$  del diac, éste se dispara y el voltaje del capacitor es descargado a través del diac y de la compuerta del triac. Esto provoca que el triac se dispare y alimente la carga, quedando el voltaje de la línea entre la carga y el triac. Cuando se disminuye la resistencia del potenciómetro  $P$  se alcanza más rápidamente el voltaje de ruptura del diac, ya que se carga más rápido el capacitor, con lo que el triac conduce. Inversamente, cuanto mayor sea la resistencia de  $P$ , menor potencia recibirá la carga, pues el ángulo de conducción del diac será más pequeño y el triac conducirá menos.

Si la carga es un motor eléctrico podrán variarse las RPM con sólo modificar la resistencia del potenciómetro.

Hoy día los fabricantes producen dispositivos complejos e integrados que constan fundamentalmente de tiristores, triacs y diodos, con el único fin de simplificar el conexionado, así como la utilización práctica de éstos; tal es el caso de los quadacs. El quadrac es un diac y un triac integrados en uno mismo.

#### IV.3.1.3. El quadrac

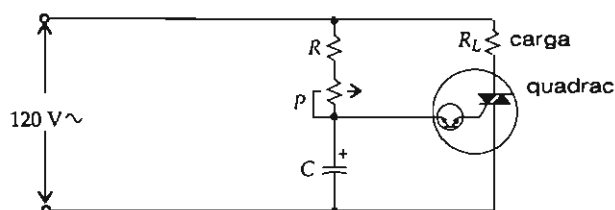


Figura IV.10. Circuito quadrac con diac y triac para el control de los 360° del ciclo de c-a.

#### Funcionamiento del circuito

La operación del circuito es igual que en la figura IV.7 anterior, pues para que se dispare el diac, el voltaje del capacitor, al cargarse a través de  $R$  y  $P$ , debe ser mayor al voltaje de ruptura del diac para que de esta manera dispare el triac, quedando el voltaje de la línea entre la carga y el triac. El capacitor se descarga en la trayectoria diac, compuerta del triac y cátodo. El cálculo del  $R$ ,  $P$  y  $C$  se obtiene por la constante del tiempo  $\tau$  y por las ecuaciones de voltaje de carga y descarga del capacitor, así como por ecuaciones diferenciales.

Un circuito que mejora el punto de disparo regulado y el real y que constituye el fenómeno llamado *histéresis*, es el siguiente:

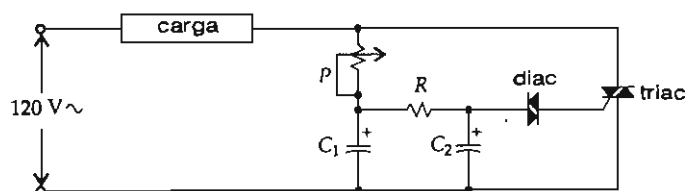


Figura IV.11. Circuito de doble constante de tiempo.

Del circuito de la figura IV.11 tenemos un filtro tipo  $\pi$  integrado por  $C_1$ ,  $R$  y  $C_2$ , que a la vez forma dos filtros pasa-bajos semejantes a los de las dos figuras anteriores.

Cuando la diferencia de potencial de  $C_2$  dispara al diac,  $C_1$  le suministra un refuerzo de voltaje que acerca considerablemente los puntos de disparo: el *desendo* y el real. Tales puntos y tramos de conducción no se grafican en este curso.

#### IV.3.2. Diodo asimétrico

El diodo asimétrico bajo la referencia ST4 de la General Electric es otro dispositivo electrónico semiconductor de disparo muy semejante al diac, con una curva característica asimétrica y voltajes de disparo entre 14 y 18 V, para  $V_{S_1}$ , y de entre 7 y 9 V para  $V_{S_2}$ .

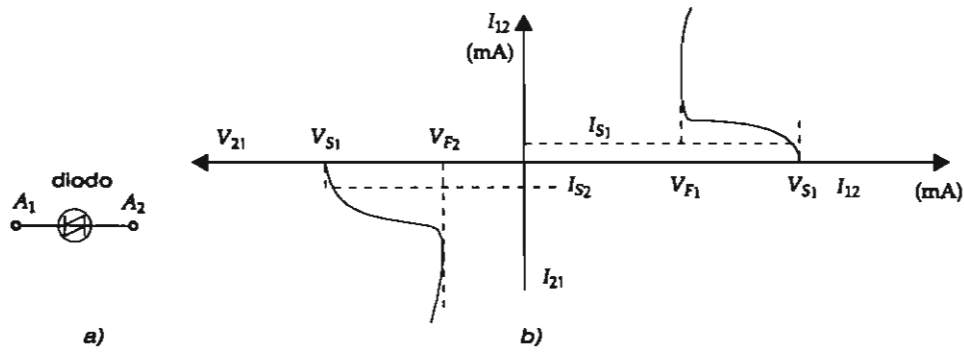


Figura IV.12. Símbolo y curva característica del diodo asimétrico.

Este elemento es capaz de entregar cerca de 200 mA en c-d (valor máximo) y conmutar en máximo 1 vseg para el disparo, y en máximo 30 vseg para la apertura o no conducción del dispositivo. La ventaja principal sobre el diac es que permite una notable simplificación de los circuitos, puesto que es insensible al fenómeno de histéresis característico del diac.

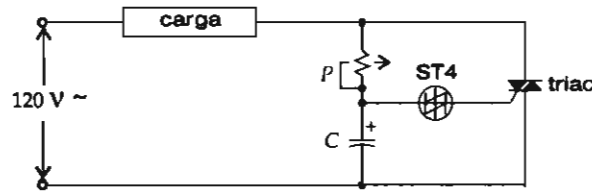


Figura IV.13. Triac disparado con un diodo asimétrico.

#### IV.3.3. Interruptor de silicio unilateral (SUS)

El SUS es un dispositivo electrónico integrado que tiene un SCR, un diodo zener y un resistor. El zener va conectado entre el ánodo y el cátodo del tiristor con el fin de controlar el voltaje de ruptura del SCR, con lo cual se obtiene un interruptor de bajo voltaje de disparo (entre 6 a 30 V). En sí el SUS es un SCR con compuerta al ánodo.

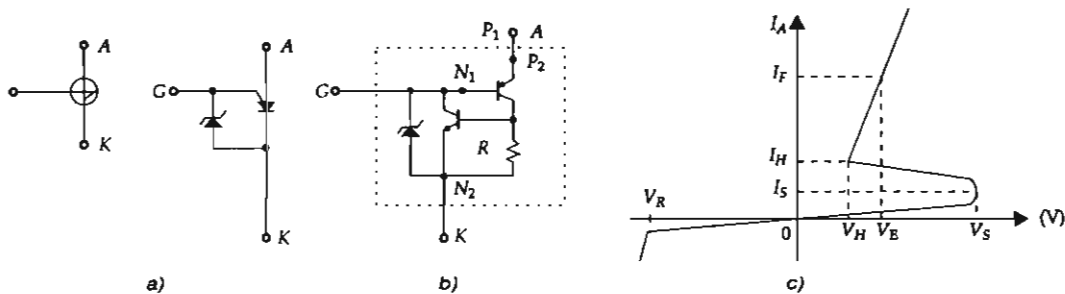


Figura IV.14. a) Símbolo. b) Circuito equivalente. c) Curva característica (V-I) del SUS.

##### IV.3.3.1. Funcionamiento del SUS

Con un voltaje de menos de 6 voltios entre el ánodo y el cátodo, y en el que el ánodo es más positivo que el cátodo, el SUS estará al corte, ya que el  $P_1N_1$  conducirá y el  $N_1P_2$  estará al corte. Al incrementar

el voltaje entre el ánodo y el cátodo hasta un valor igual al voltaje de ruptura de la unión  $N_1P_2$  (diodo zener), el diodo conduce y la corriente circula por la base del transistor  $P_1N_1P_2$ , haciendo con esto que conduzca, como también conducirá el transistor  $NPN$ . En este caso ambos transistores están en saturación y provocan el cierre del interruptor electrónico (ánodo-cátodo). Antes de dispararse, el sus alcanza una corriente mínima de entre 0.15 a 0.5 mA, para después establecerse el efecto regenerativo en el dispositivo y reducirse bruscamente el voltaje entre el ánodo y el cátodo (voltaje de conducción directo  $V \cong 1.5$  V). De igual manera aumenta la corriente del ánodo, la cual dependerá del voltaje de alimentación y del valor de la carga. La corriente máxima directa típica de un sus es de alrededor de 200 mA.

El voltaje inverso de ruptura está dado por el voltaje de ruptura de la unión  $P_1N_1$ , pues al polarizarse inversamente el sus, la unión  $N_1P_2$  queda polarizada directamente y la unión  $P_1N_1$  controla el voltaje de ruptura. De este modo, puede apreciarse una característica zener en el momento de la ruptura y antes de la regeneración.

Las características típicas de un D13D1 de la General Electric son:

Voltaje de disparo	$V_S = 6$ a $10$ V
Corriente de disparo	$I_S = 0.5$ mA m
Voltaje de mantenimiento	$V_H \cong 0.7$ V
Corriente de mantenimiento	$I_H = 1.5$ mA
Caída de voltaje directo (para $I = 200$ mA)	$I = 200$ mA = $1.75$ V
Voltaje inverso de ruptura	$V_R = 30$ V
Voltaje pico de los pulsos de salida	$V_o = 3.5$ V

El sus se dispara a un voltaje fijo determinado por el zener y la  $I_S$  resulta mayor y muy cercana a  $I_H$ , quedando la frecuencia de trabajo del dispositivo limitada por estos parámetros.

La sincronización se asegura mediante los pulsos aplicados a la compuerta. Éstos pueden ser de los semiciclos negativos del voltaje de alimentación. El sus proporcionará pulsos de amplitud de 3.5 voltios capaces de disparar cualquier tiristor.

#### IV.3.3.2. Circuito práctico de aplicación del sus y del SCR

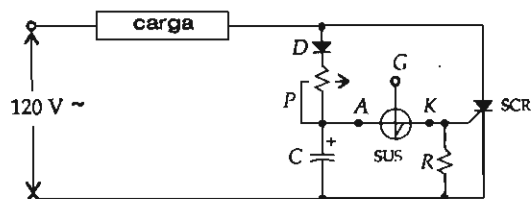


Figura IV.15. Circuito completo con el sus y el SCR.

El circuito de la figura IV.15 es un ejemplo práctico de aplicación del sus.

Durante el semiciclo positivo de la línea y cuando la carga del capacitor alcanza el voltaje de conmutación del sus, éste se dispara y el capacitor se descarga a través de  $R$ . El pulso de salida desarrollado por el sus a través de  $R$  dispara al SCR.

En el semiciclo negativo de entrada el diodo  $D$  protege al sus y al circuito de compuerta de los efectos del potencial inverso; por tanto el sus trabaja con el semiciclo positivo en una sola dirección.

Otro ejemplo práctico de montaje es el de colocar un resistor  $R$  al circuito anterior entre el ánodo del diodo y la compuerta del sus, lo que permite dispararlo en cada semiciclo (por ejemplo, en el negativo); al hacerlo, el capacitor se descarga para luego cargarse de nuevo a partir de un nivel fijo durante los semiciclos positivos.

## IV.3.4. Interruptor bilateral de silicio (SBS)

El SBS es un dispositivo semiconductor electrónico constituido básicamente por dos interruptores unilaterales (SUS) conectados en forma antiparalela para que pueda conmutar con voltajes pequeños en ambas direcciones.

Este dispositivo sirve para disparar tanto los SCR como los triacs.

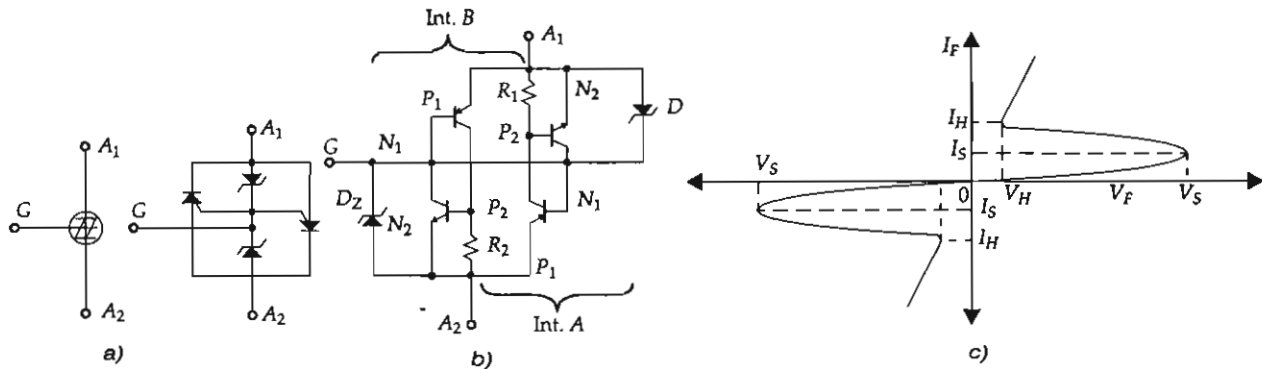


Figura IV.16. a) Símbolo. b) Circuito equivalente. c) Curva característica del SBS.

## IV.3.4.1. Operación del SBS

El ánodo de uno de los interruptores y el cátodo del otro están conectados con el ánodo de un SUS, lo mismo que con el ánodo del otro SUS.

Cuando el ánodo 1 de la figura IV.16b es positivo, el interruptor A está polarizado inversamente y no conduce. Cuando el potencial positivo del ánodo se incrementa al valor de ruptura de la unión  $N_1P_1$ , el interruptor B conduce y se dispara, se cierra el dispositivo y el interruptor A se bloquea.

Durante el otro semiciclo negativo, cuando  $A_1$  es negativo y  $A_2$  es positivo, el interruptor B no conduce; sin embargo, al hacer más negativo  $A_1$  y más positivo  $A_2$ , el interruptor que conduce es  $A_1$  —por haberse roto la barrera de potencial de la unión  $N_1P_1$ — y queda bloqueado el interruptor B. El SBS puede conmutar en cuanto el voltaje del ánodo es menor y que el valor del voltaje de ruptura con una señal aplicada a la compuerta.

## IV.3.4.2. Circuito controlado por un SBS

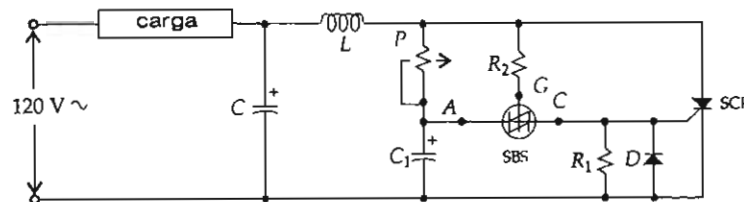


Figura IV.17. SCR controlado por un SBS.

Con el fin de eliminar las corrientes parásitas producidas por la interferencia de las señales de radio frecuencia en los circuitos, se acostumbra colocar un filtro tipo  $L$  formado por un capacitor y la bobina  $L$ .

### Funcionamiento del circuito

Al energizar el circuito y cuando el voltaje del capacitor  $C_1$  alcanza el valor del voltaje de conmutación del SBS, éste se dispara. Al hacerlo, el capacitor  $C_1$  se descarga ahora a través del SBS y de  $R_1$ , disparando a su vez el SCR.

En el semiciclo positivo, el SBS tiene un punto de conducción que hace disparar el SCR, que depende de la constante de tiempo ( $\tau$ ) formada por la combinación RC; de aquí que se pueda ajustar el tiempo de disparo del SCR con sólo variar el valor de la resistencia del potenciómetro.

Por otra parte, si en el circuito completo del SUS con el SCR tiene el diodo junto a la carga para proteger al SUS y al SCR, en el circuito presente no requiere protección, ya que el SBS se dispara en ambas direcciones, es decir, con cualquiera de los dos ciclos de entrada, protegiéndose a sí mismo. Sin embargo, la compuerta del SCR necesita de protección contra el voltaje inverso; dicha protección la proporciona el diodo que se conecta entre la compuerta y el cátodo. Este diodo puede ser de menor costo y de voltaje inferior al requerido en el circuito completo del SUS y el SCR. Para asegurar el disparo en cada semiciclo del SBS, la compuerta se conecta a la línea a través de  $R_2$ , y en ésta es confiable el disparo del SBS en cada semiciclo negativo.

### IV.3.5. Interruptor controlado de silicio (SCS)

Este interruptor también recibe el nombre de tiristor de doble compuerta o tiristor tetrodo; consta de cuatro capas, de tres uniones y, aparte del ánodo y el cátodo, tiene compuerta del ánodo ( $G_A$ ) y compuerta de cátodo ( $G_C$ ). Se utiliza como dispositivo conmutador de baja potencia en contadores, registros, generadores de pulso, sensores de voltaje, etcétera.

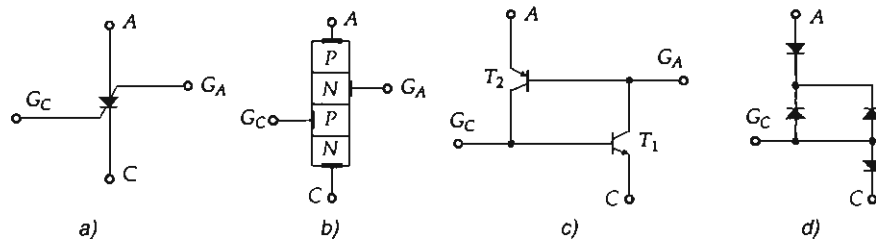


Figura IV.18. a) Símbolo. b) Estructura. c) Transistores del scs.

#### IV.3.5.1. Funcionamiento del scs

Para que exista conducción en el dispositivo, el  $V_A$  debe ser mayor que el  $V_{GA}$ , de aquí que se deba aplicar un pulso negativo a la compuerta del ánodo para que  $T_2$  conduzca; al conducir  $T_2$ , una corriente  $I_{C2}$  circula y entra a la base de  $T_1$  haciendo que este transistor pase a conducción. Para que corte el dispositivo, el pulso debe ser positivo y estar aplicado en  $G_A$ , de modo que el scs quede abierto.

Ahora bien, si el voltaje de la compuerta de cátodo es mayor que el voltaje de compuerta, el elemento también conducirá. Para esto, el pulso aplicado a la  $G_C$  debe ser positivo y de mayor valor que el del cátodo. Esto a su vez permite que el  $T_1$  conduzca y circule una  $I_{C1}$  que alimente la base de  $T_2$  y haga disparar al  $T_2$ . De esta forma se cierra el ciclo de conducción de ambos transistores. Para que el scs se corte, basta aplicar un pulso negativo al  $G_C$ . El  $T_1$  se va al corte y al hacerlo no habrá



corriente en el colector de  $T_1$ , y el voltaje entre  $G_A$  y tierra será positivo, con lo que  $T_2$  no conducirá, haciendo que el dispositivo pase a circuito abierto.

#### IV.3.5.2. Circuito de alarma controlado por un SCR

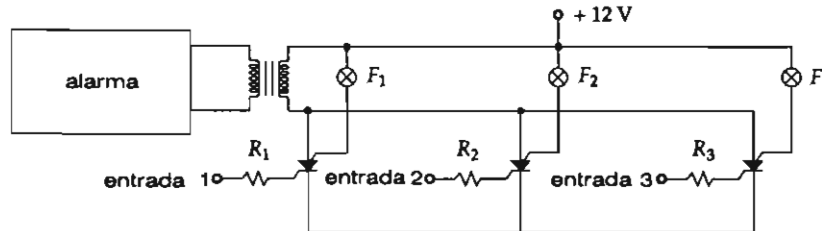


Figura IV.19. Circuito de una alarma accionada por un SCR.

El circuito de la figura IV.19 tiene  $n$  entradas de diferentes lugares. En el momento en que una de las señales sea perturbada se generará un pulso positivo que se aplicará a la compuerta correspondiente del SCR; ésta accionará la alarma y por el colector del  $T_1$  (figura IV.16) circulará una corriente eléctrica que energizará el foco conveniente del SCR, indicando el número de la entrada afectada.

#### IV.3.6. Transistor uniunión programable (TUP)

Este dispositivo tiene mucha similitud con el UJT (tema siguiente) en cuanto a su nombre, pero en la construcción y forma de operar difiere mucho ya que el TUP está constituido por cuatro capas y tres uniones, y sus terminales externas son: ánodo, cátodo y una compuerta que va al ánodo ( $G_A$ ). Se considera programable, porque ciertos parámetros del dispositivo pueden ser controlados por medio de los valores de dos resistores externos al elemento ( $R_1$  y  $R_2$ ) que van en la compuerta. El dispositivo es de baja potencia y se usa como un generador u oscilador de relajación, el cual produce pulsos eléctricos de una forma de onda semejante al diente de sierra o diferencial.

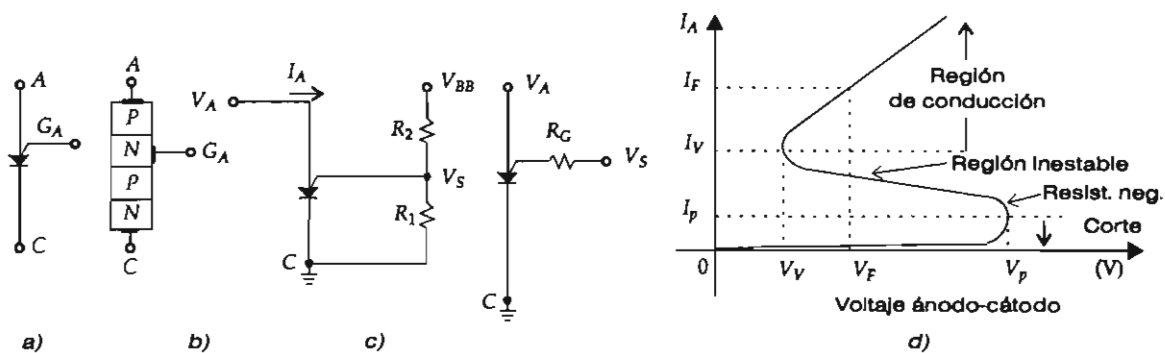


Figura IV.20. a) Símbolo. b) Estructura. c) Circuito básico de montaje. d) Curva característica del TUP.

$V_p, I_p$  Voltaje y corriente pico.  
 $V_v, I_v$  Voltaje y corriente valle.  
 $V_F, I_F$  Voltaje y corriente directa.  
 Resist. neg. Pendiente de la resistencia negativa.

#### IV.3.6.1. Funcionamiento del TUP

Cuando el voltaje del ánodo sea mayor que el  $V_S$  circulará una corriente entre el ánodo y la compuerta del ánodo ( $G_A$ ) y conducirá el transistor superior PNP. Éste a su vez servirá para disparar el transistor de abajo (NPN), haciendo que conduzca el tiristor.

La corriente necesaria para el disparo es la corriente pico  $I_p$ , siendo ésta un tanto más débil cuanto mayor es la  $R_G$ . La tensión de la compuerta es de alrededor de 0.5 V y  $V_S$  entrega una corriente  $V_{GA} = \frac{V_S - V_{GA}}{R_G}$ , la cual es de sentido contrario a la de disparo y es la que corta el TUP; el dispositivo deja de conducir.

Cuando la tensión  $V_A$  sea inferior a  $V_S$ , el diodo PN del ánodo-compuerta queda polarizado inversamente, con lo que circulará por él una corriente de fuga inferior a  $0.01 \mu A$ , no conduciendo el TUP. Si la  $I_A$  es demasiado grande, la  $I_{GA}$  no bastará para bloquear de nuevo el tiristor, pero si disminuye  $I_A$ , pasará por un valor en el que  $I_{GA}$  permitirá la apertura del tiristor.

$I_F > I_V$ , será tanto mayor como menor sea  $R_G$ .

#### IV.3.6.2. Circuito generador de pulsos con un TUP

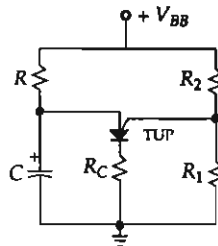


Figura IV.21. Circuito generador de pulsos u oscilador de relajación.

En el instante en que se energiza el circuito, el voltaje  $V_{BB}$  aparece a través de  $R$  y, a medida que transcurre el tiempo (mseg) el capacitor va adquiriendo voltaje hasta que llega a tener  $V_{BB}$  (aproximadamente); esto se debe a que no hay corriente en el ánodo. La carga del capacitor es exponencial y en el instante en que  $V_C$  sea igual a  $V_p$ , el dispositivo se disparará y se establecerá una corriente  $I_p$  a través del TUP.

Si  $R$  es demasiado grande, la  $I_p$  no podrá establecerse y el TUP no se disparará.

Desde el momento en que se energiza, el circuito generará formas de ondas eléctricas como las de la figura IV.22.

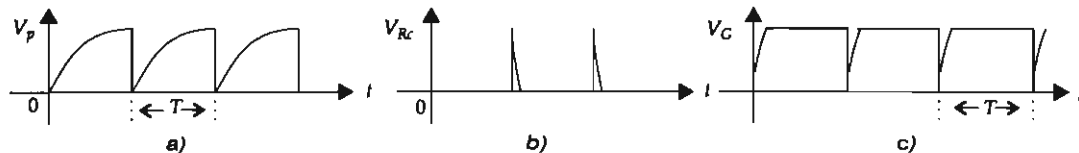


Figura IV.22. Señales eléctricas del TUP. a) Voltaje a través de  $C$ . b) Voltaje a través de  $R_C$ . c) Voltaje a través de  $R_1$ .

### IV.3.7. Transistor monojuntura (UJT)

Este transistor también recibe el nombre de transistor de una sola unión. Las siglas UJT corresponden a la contracción del inglés.

El UJT es un dispositivo electrónico semiconductor formado por una barra de silicio tipo N a la cual va unida una barra de aluminio. El elemento tiene tres terminales, dos bases y un emisor. Se considera como generador de pulsos eléctricos y es semejante al circuito anterior. Comúnmente se conoce como *oscilador de relajación*, es decir, desde el momento en que se energiza el circuito éste comienza a “relajarse”, generando pulsos eléctricos que se emplean para disparar los SCR y los triacs.

Tanto el tema anterior como éste son parte de otro curso de electrónica, por lo que no profundizaremos en las expresiones matemáticas ni en el diseño de los circuitos que emplean estos dispositivos.

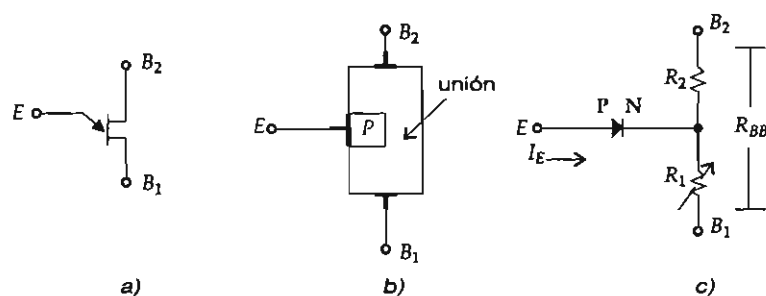


Figura IV.23. a) Símbolo. b) Estructura y c) Circuito equivalente de UJT.

$R_1$  – Resistencia interna variable causada por  $I_E$ .

$R_2$  – Resistencia interna fija.

$R_{BB} = R_1 + R_2$  cuando  $I_E = 0$  mA.

La curva característica de este transistor es igual a la de la figura IV.20.

#### IV.3.7.1. Circuito oscilador de relajación con un UJT

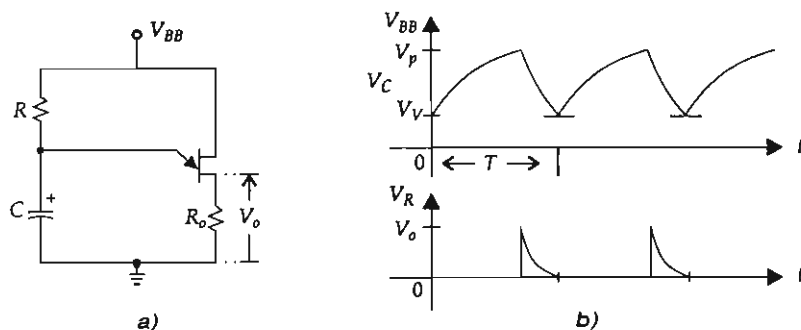


Figura IV.24. a) Circuito oscilador de relajación. b) Voltaje a través de C y de  $R_o$ .

### Funcionamiento del circuito

Inicialmente, cuando se aplica al circuito el  $V_{BB}$ , empieza a fluir una pequeña corriente de  $B_1$  a  $B_2$  a través de la barra de silicio; esta corriente produce una caída de potencial a través de  $R_1$  que polariza en forma inversa la unión del diodo. El capacitor empieza en ese momento a cargarse a través de  $R$ , y cuando adquiere el valor del voltaje pico, el UJT se dispara conduciendo, pues el ánodo del diodo se vuelve más positivo que el cátodo y  $R$  disminuye en valor óhmico. En el instante en que se dispara el UJT habrá una corriente eléctrica que circulará por  $R$  y  $R_o$ ; en  $R_o$  y por la ley de Ohm se produce una caída de potencial que resulta ser un pulso de salida de forma diferencial. Al producirse el pulso en  $R_o$ , el capacitor empieza a descargarse en forma exponencial y el voltaje en  $R_o$  comienza a descender hasta que el voltaje llega al voltaje valle, donde de nuevo el capacitor inicia su carga, ya que el voltaje de alimentación se impone sobre el voltaje valle  $V_V$ . De este modo se inicia un nuevo ciclo de operación hasta que se presenta el  $V_{BB}$ . Al quitar la alimentación  $V_{BB}$ , el circuito deja de generar los pulsos tanto a través del capacitor como en  $R_o$ .

### IV.3.8. Interruptor controlado por compuerta (GTOS)

Las siglas de este dispositivo electrónico de cuatro capas son:

GTOS – Interruptor de corte-conducción por compuerta, y

GCS – Interruptor controlado por compuerta.

El circuito equivalente del GTOS es el mismo que el del SCR y sus características son similares. Se dice controlado por compuerta, porque con un pulso eléctrico positivo en la compuerta el dispositivo se dispara y con un pulso negativo se le manda al corte.

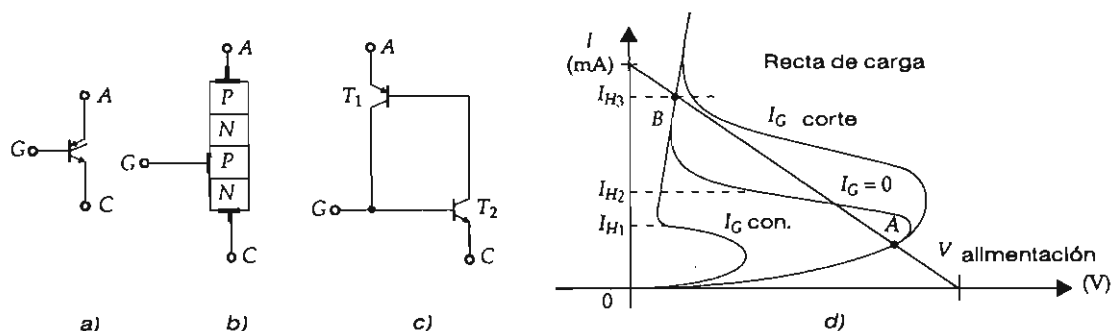


Figura IV.25. a) Símbolo. b) Estructura. c) Transistores. d) Curvas características de voltaje-corriente de ánodo del GTOS.

#### IV.3.8.1. Funcionamiento del dispositivo

Puesto que este elemento funciona con los pulsos en la compuerta, es necesario analizarlo de la siguiente manera.

Para  $I_G = 0$ , el punto A está al corte y el punto B en conducción, ya que la curva característica ha quedado a la derecha de la recta de carga.

Para  $I_G$  positiva, el codo de la curva característica (punto de disparo) se desplaza hacia la izquierda de la recta de carga; así, cuando este codo es tangente a la recta de carga, sólo existe un punto de funcionamiento, que es el punto B.

Cuando  $I_G$  es negativa, el punto de disparo se desplaza hacia la derecha de la recta de carga y

la  $I_{H3}$  aumenta simultáneamente. Ahora la curva característica resulta tangente a la recta de carga, a su derecha, quedando positivo el punto A de trabajo. Sin embargo, el dispositivo queda bloqueado de nuevo.

#### IV.3.9. Diodo Shockley

El diodo Shockley es un dispositivo electrónico de cuatro capas que tiene tres uniones y dos terminales (ánodo y cátodo). Es un elemento comparable en todos sus aspectos con un SCR, pero sin compuerta.

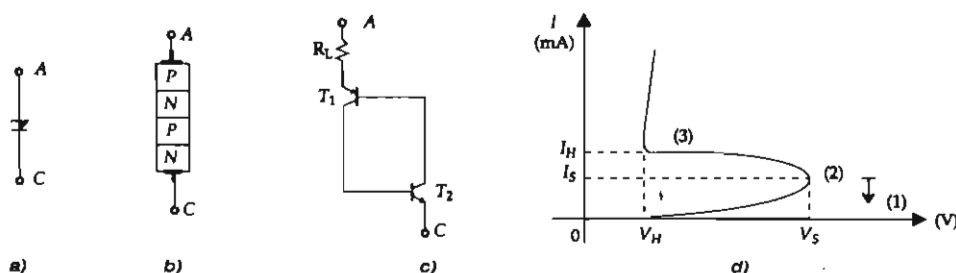


Figura IV.26. a) Símbolo. b) Estructura. c) Análogo al SCR. d) Curva característica voltaje-corriente.

Cuando se aplica un voltaje creciente entre el ánodo y el cátodo pero inferior a cierto voltaje de umbral o de ruptura  $V_S$ , la resistencia se eleva y la corriente llega a ser de unos pocos  $\mu A$  (estado de bloqueo 1).

Al alcanzar el voltaje  $V_S$  el diodo presenta una resistencia negativa (estado inestable 2). La resistencia del diodo cae entonces rápidamente y a partir de  $I_H$  no vale más de unos pocos ohmios; el diodo es plenamente conductor y permanece así mientras subsista una corriente igual o superior a la de mantenimiento  $I_H$  (estado de conducción o estable 3). La caída de voltaje para este estado es de un voltio, mientras que para el germanio y para el silicio varía de 1.3 a 1.7 V.

$V_S$  varía, según el tipo de diodo, de 20 a 100 V, y la  $I_H$  de 1 a 50 mA.

Existen otros dispositivos de no menos importancia que los anteriores, de los cuales solamente mencionaremos algunos; éstos son:

LASCR	Rectificador controlado de silicio activado por luz (fototiristor).
Darlistor	Constricción del <i>Darlington</i> y del <i>tiristor</i> .
Fototransistor	Dispositivo que actúa por la luz que incide sobre la base.
Fotoacoplador	Circuito integrado que consiste en un diodo infrarrojo que hace incidir su longitud de onda sobre la base de un fototransistor.

#### IV.3.10. Aplicaciones de control-potencia

De los circuitos que siguen solamente describiremos las funciones, a fin de que el alumno obtenga algunas conclusiones de las muchas aplicaciones que tienen estos dispositivos en circuitos prácticos.

#### IV.3.10.1. Variador de velocidad para un motor universal (media onda máxima de rectificación y controlada)

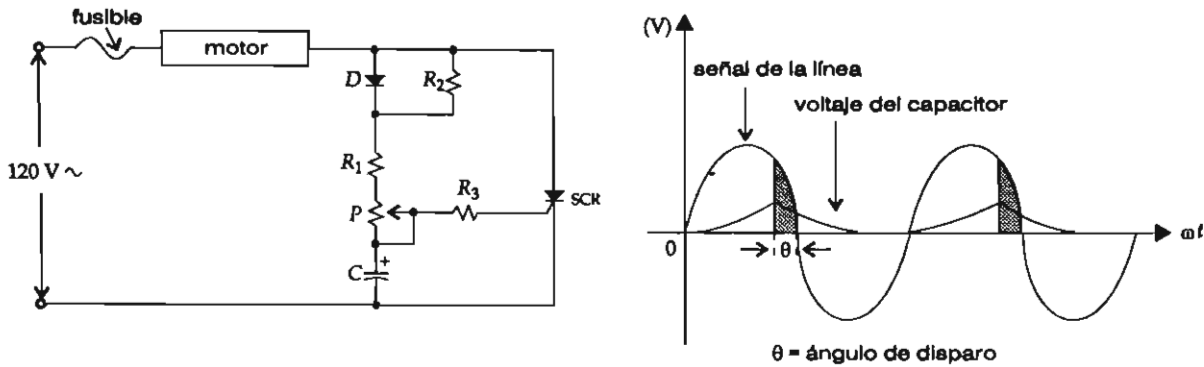


Figura IV.27. Circuito variador de velocidad de media onda simple.

#### Funcionamiento del circuito

Cuando se aplica el semiciclo positivo de la línea, el capacitor  $C$  empieza a cargarse a través del potenciómetro ( $P$ ), de  $R_1$  y del diodo  $D$ . El voltaje que recibe el capacitor se transmite a la compuerta del SCR, que entra en conducción en cuanto se alcanza el voltaje de ruptura. En ese momento queda aplicado al motor el resto del semiciclo del voltaje de la línea.

Durante el semiciclo negativo se descargará el capacitor a través del  $P$ ,  $R_1$  y  $R_2$ , ya que el diodo  $D$  queda bloqueado (lo mismo que el SCR) por tener su ánodo al potencial negativo de la línea. El ángulo de conducción o la variación de velocidad del motor se logra ajustando el  $P$ ; por ende, la constante de tiempo  $\tau$  está dada por  $P$ ,  $R_1$  y  $C$ .

En el momento en que se introduzca la misma resistencia en el circuito (cursor del  $P$  en la parte inferior), tanto el ángulo como la velocidad del motor serán mínimos. Recuerde que el ángulo de conducción puede alcanzar todo el semiciclo de la señal de la línea.

Por lo expuesto anteriormente, el circuito recibe el nombre de media onda, porque el SCR actúa solamente cuando se presentan los semiciclos positivos.

Para mejorar el circuito anterior y poder aprovechar los 360 grados de la línea de entrada, se coloca otro SCR en forma antiparalela con el SCR anterior, con lo que se modifica sustancialmente el circuito de control.

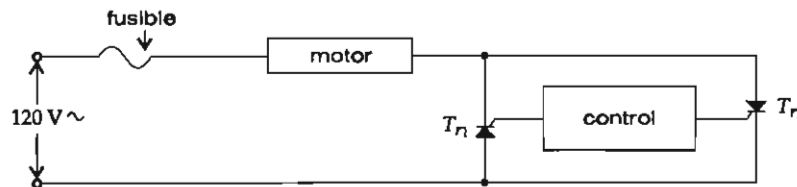


Figura IV.28. Circuito de onda completa de control.

### IV.3.10.2. Control de velocidad de un motor universal (onda completa)

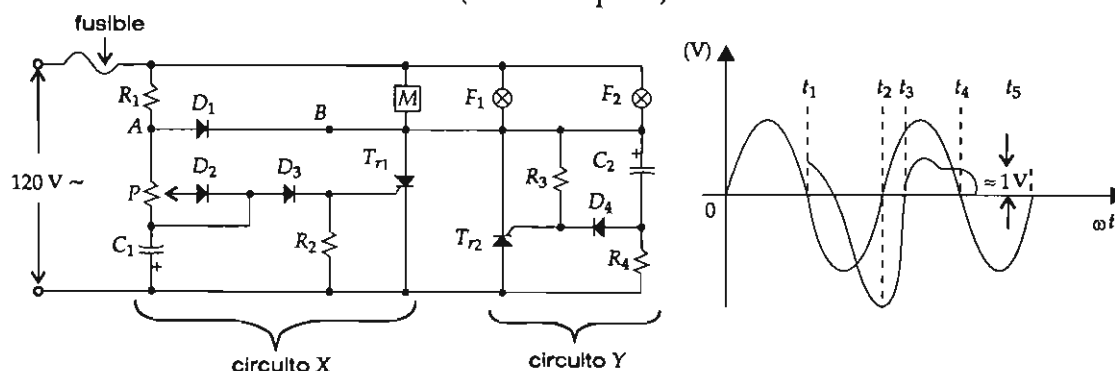


Figura IV.29. Control de velocidad de un motor universal.

#### Funcionamiento del circuito X

Para cualquier posición del potenciómetro durante los semiciclos negativos, los diodos  $D_2$  y  $D_3$  quedan polarizados inversamente. El resistor  $R_2$  es de protección e impide que la tensión de la compuerta (causada por la corriente que circula por el potenciómetro y por el diodo  $D_2$ ) llegue a superar la máxima admisible por el  $T_{r1}$ . El capacitor  $C_1$  se carga en dichos semiciclos.

Durante los semiciclos positivos los puntos  $A$  y  $B$  son aproximadamente iguales eléctricamente.

Al comenzar el semiciclo positivo, y habiendo transcurrido varios ciclos, el capacitor empieza a descargarse (voltaje negativo) a través de la parte superior del potenciómetro y del diodo  $D_2$ , y cortocircuita la parte inferior del potenciómetro hasta que el voltaje de  $C_1$  empieza a hacerse positivo (aproximadamente un voltio). Por lo tanto,  $D_3$  conduce y alimenta la compuerta de  $T_{r1}$ . En  $t_3$  el  $T_{r1}$  empieza a conducir y la tensión de la compuerta es de aproximadamente un voltio. Al variar  $P$  cambia la duración de  $t_3$  y  $t_2$ , por lo que el ángulo de conducción del  $T_{r1}$  se modifica.

#### Funcionamiento del circuito Y

Observe que el circuito Y es prácticamente el mismo que el circuito X, pues al disparar a  $T_{r1}$ ,  $T_{r2}$  automáticamente se dispara en el semiciclo siguiente.

La forma de onda del circuito Y es algo semejante al X, más que nada porque el pulso de disparo de  $T_{r2}$  se produce en el semiciclo negativo.

La carga del sistema puede ser solamente el motor de máquinas de coser o de lámparas de 100 watts. Con variar el potenciómetro, las RPM cambian, así como la intensidad luminosa de las lámparas.

### IV.3.10.3. Cargadores eléctricos de baterías de 12 voltios

Unos circuitos prácticos de aplicación de los SCR son los que muestran la figura IV.30.

#### Funcionamiento del circuito a

Si el voltaje de la batería es menor que el producido por el rectificador de onda completa habrá una circulación de corriente a través de  $R_2$  y el diodo  $D$ , lo que hará que dispare  $T_{r1}$ , llevándolo a la

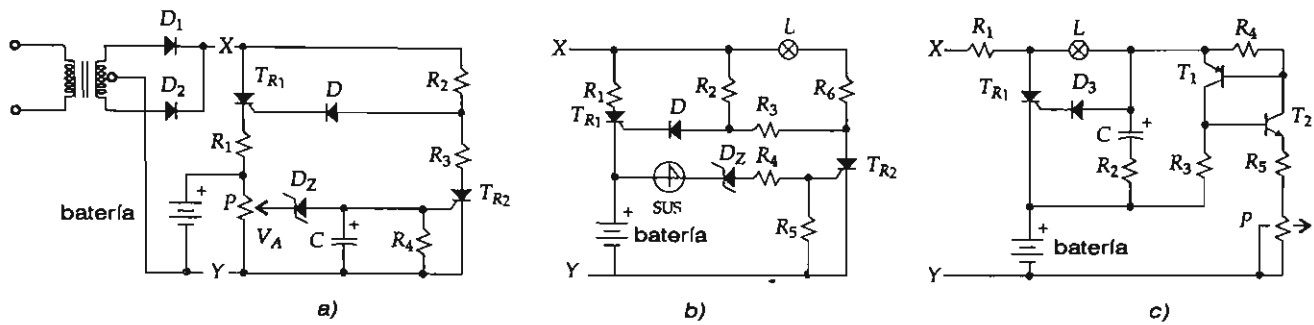


Figura IV.30. Circuitos para aplicar carga eléctrica a baterías.

conducción, con lo cual empezará la carga eléctrica de la batería. Con el comienzo de la carga del acumulador aparece un  $V_A$  determinado por el divisor de voltaje  $R_1$  y  $P$ . Cuando  $V_A$  es menor que, éste no dispara el  $T_{R2}$ , pero a medida que la batería se va cargando el voltaje  $V_A$  va en aumento hasta que rebasa el voltaje de ruptura del zener; en ese momento dispara a el  $T_{R2}$ .

Una vez que se dispara,  $T_{R2}$  se cortocircuita (ánodo con cátodo prácticamente están al mismo potencial) y el divisor de voltaje  $R_2$  y  $R_3$  mantienen un voltaje  $V_B$  pequeño, ya que  $R_3$  es de valor óhmico mínimo y la caída de potencial entre el ánodo y el cátodo de  $T_{R2}$  también es prácticamente cero; entonces el cátodo del diodo es más positivo que el ánodo al quedar éste polarizado inversamente (pulso de entrada a la compuerta de  $T_{R1}$  negativo), mandando a  $T_{R1}$  al corte y dejando de meter carga al acumulador.

El capacitor tiene la finalidad de prevenir los voltajes transitorios o voltajes picos y evitar que éstos hagan disparar a  $T_{R2}$  antes de tiempo, ya que  $V_C$  no puede cambiar instantáneamente.

Con el cursor del potenciómetro en la parte inferior de  $R_1$  se alcanza más rápido el voltaje zener  $y$ , en consecuencia, se dispara  $T_{R2}$ .

### Funcionamiento del circuito b

Si el voltaje del acumulador es menor que el producido por el rectificador, circulará una corriente a través de  $R_2$  y del diodo, disparando el  $T_{R1}$ , con lo que empieza la carga eléctrica a la batería. Una vez que el acumulador adquiere 13.6 voltios (pues cada celda tiene un voltaje nominal de 2.27 voltios), el voltaje hace que se disparen el sus y el zener (4 y 8 voltios respectivamente) y que circule una corriente a la compuerta del  $T_{R2}$  que provoca que éste se dispare. Al conducir  $T_{R2}$ , se energiza la lámpara, indicando que el acumulador alcanzó su máxima carga; y como  $T_{R2}$  se cortocircuitó y  $R_6$  es de una decena de ohmio, el voltaje de los cátodos de  $D_1$  y  $D_2$  está a través de  $L$  y  $R_6$ . Observe que cuando el acumulador alcanza su máxima carga, éste queda en paralelo con el sus, el diodo zener,  $R_4$  y  $R_5$ . La caída a través de  $R_5$  debe ser de 1 a 3 voltios para que dispare la compuerta y el  $T_{R2}$  pueda conducir.

### Funcionamiento del circuito c

Este circuito va conectado a la salida (X, Y) de un puente rectificador.

En el momento en que se energice el sistema y el voltaje de la batería sea menor que el producido por el puente rectificador, éste cargará al capacitor  $C$  a través de  $R_1$ ,  $L$  y  $R_2$ . Como  $C$  está cargado, rápidamente el ánodo del diodo  $D$  se polariza y conduce directamente haciendo que dicha corriente



alimente la compuerta del  $T_{R1}$  y dispare a éste para llevarlo a la conducción. En ese instante empieza la carga de la batería, cuya corriente es proporcional a la diferencia entre el potencial de la batería y la salida del puente rectificador.

$R_1$  es un resistor limitador de corriente que protege los diodos rectificadores. Con un valor de algunas unidades de ohmios a 20 watts más o menos, este resistor va a depender de la máxima corriente que le llegue al acumulador.

La energía almacenada en el capacitor asegura que el  $T_{R1}$  conduzca prácticamente los 180 grados de uno de los semiciclos positivos de la señal de salida del puente.

Cuando la batería se carga plenamente, el interruptor electrónico regenerativo constituido por  $T_1$  y  $T_2$  se dispara mandándolo a conducción. El punto de disparo se preestablece por medio del potenciómetro. Como resultado de la acción regenerativa, los dos transistores son conducidos rápidamente a la saturación y de este modo proporcionan una pequeña impedancia que servirá como trayectoria de descarga del capacitor. De aquí que el voltaje del capacitor se descargue a través de los transistores y de  $R_2$ , siendo la caída de voltaje a través de los transistores de aproximadamente un voltio (0.3 V emisor-colector de  $T_1$  y 0.7 V base-emisor de  $T_2$ ), voltaje muy pequeño para mantener en conducción al diodo, por lo que el SCR no se disparará en los subsiguientes semiciclos de entrada. La saturación de los transistores proporciona una pequeña resistencia para la ruta de la corriente de la lámpara indicadora, la cual se iluminará, señalando que el acumulador está cargado. El circuito de la corriente de la lámpara es:  $R_1$ , lámpara, transistores y acumulador, en la que el consumo de corriente de la lámpara es de 150 mA.

#### IV.3.10.4. Circuito iluminador de emergencia

En el circuito de la figura IV.31, muy usado en ciertos lugares, con frecuencia se va la energía eléctrica, dejando en tinieblas las áreas de trabajo.

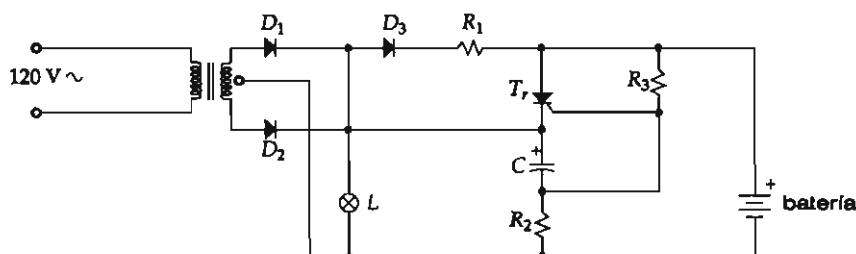


Figura IV.31. Circuito iluminador de emergencia.

Al estar energizado el circuito por la línea de 120 V alternos, el cátodo del SCR es más positivo que el ánodo por las caídas de potencial del diodo  $D_3$  y de  $R_1$  (elemento que proporciona la carga lenta al acumulador), por lo que el SCR no conduce; sin embargo la batería está siendo cargada por la corriente que circula por el diodo  $D_3$  y  $R_1$ . En estas condiciones el capacitor se carga a un voltaje ligeramente menor que la diferencia entre el voltaje pico que proporciona el rectificador de onda completa y el voltaje a través de  $R_2$  establecido por la batería. Durante el tiempo que el voltaje de la línea está presente, la lámpara permanece encendida.

En el momento en que se interrumpe la energía eléctrica de la línea, el capacitor empieza su descarga a través del diodo  $D_3$ , de  $R_1$  y de  $R_3$ , hasta que el cátodo del SCR es menos positivo que su ánodo, en ese instante el voltaje de la compuerta es más positivo que el cátodo, con lo que el SCR se dispara y conduce y la batería comienza a descargarse en la trayectoria del SCR y la lámpara; esto es así hasta que se restablece el suministro de energía de línea.

# BIBLIOGRAFÍA

- Alley y Atowood, *Ingeniería electrónica*, México, Limusa, 1979.
- Cernak, Jindrich, *Mereni a Zkoušení Transistoru*, SNTL, 1966.
- Cutler, Phillip, *Análisis de circuitos con semiconductores*, México, McGraw-Hill, 1967.
- Ghausi, M. S., *Circuitos electrónicos discretos e integrados*, México, Interamericana, 1987.
- Gosling, William, *El transistor de efecto de campo y sus aplicaciones*, Madrid, Paraninfo, 1967.
- Grpnnner, Alfred D., *Análisis de circuitos transistorizados*, Fondo Educativo Interamericano, 1974.
- Horna, Otakar A., *Zajimava Zapojeni S Transistory*, SNTL, 1966.
- Jaroslav Budinsky, *Nizkofrekvenčni Transistorove Zesilovace*, SNTL, 1966.
- Lilen, Henry, *Transistores y triacs*, Marcombo, 1980.
- Millman-Halkias, *Integrated electronics*, McGraw-Hill, 1972.
- Nashelsky, Boylestad, *Electronic devices and circuit theory*, Prentice-Hall, 1978.
- RCA, *Manual de diodos: transistores y triacs*, RCA, 1969.
- Ryder, John D., *Electrónica fundamentos y aplicaciones*, Aguilar, 1965.
- Savant-Roden-Carpenter, *Electronic design circuits and systems*, The Bengamin/Comming's Publishing Company, 1989.
- Schilling and Belove, *Electronic circuits discrete and integrated*, McGraw-Hill, 1968.
- Zbar, Paul B., *Prácticas de electrónica*, Marcombo, 1974.



# ÍNDICE

<i>Prólogo</i> . . . . .	9
<i>Capítulo I. Física de los semiconductores</i> . . . . .	11
I.1 Introducción a la teoría del átomo . . . . .	11
I.2 Bandas de energía del germanio . . . . .	11
I.3 Semiconductores . . . . .	12
I.4 Conducción intrínseca . . . . .	12
I.5 Elementos contaminados . . . . .	13
<i>Cuestionario</i> . . . . .	15
<i>Capítulo II. Diodo de unión</i> . . . . .	17
II.1 Unión del elemento <i>PN</i> . . . . .	17
II.2 Corrientes eléctricas internas en el diodo . . . . .	18
II.3 Ecuación del diodo . . . . .	19
II.4 Polarización directa del diodo . . . . .	20
II.5 Polarización inversa del diodo . . . . .	21
II.6 Circuitos equivalentes lineales por tramos . . . . .	22
II.7 Ejemplos numéricos . . . . .	26
II.8 Diodos rectificadores . . . . .	28
II.8.1 El diodo como rectificador de media onda . . . . .	28
II.8.2 Rectificador de onda completa . . . . .	30
II.8.3 Circuito rectificador tipo puente . . . . .	31
II.8.4 Doblador de voltaje de onda completa . . . . .	32
II.8.5 Doblador de voltaje en cascada o de media onda . . . . .	32
II.8.6 Triplicador de voltaje . . . . .	33
II.8.7 Cuadruplicador de voltaje . . . . .	34
II.9 Circuitos recortadores de voltaje . . . . .	34
II.9.1 Serie simple . . . . .	35
II.9.2 Serie polarizada . . . . .	36
II.9.3 Paralelo simple . . . . .	37
II.9.4 Paralelo polarizado . . . . .	38

## Índice

II.9.5 Recortador doble . . . . .	39
II.10 Circuitos sujetadores de voltaje . . . . .	40
II.11 Voltaje de rizo máximo, voltaje rizo y factor de rizo ( $r$ ) . . . . .	43
II.11.1 Relación entre $V_{c-d}$ y $V_m$ con el factor de rizo ( $r$ ) . . . . .	44
II.11.2 Relación de $V_r$ y $V_m$ con el factor de rizo ( $r$ ) . . . . .	45
II.12 Ejemplos numéricos . . . . .	45
II.13 Filtro RC tipo "L" adicional . . . . .	48
II.14 Diodo Zener . . . . .	51
II.15 Ejemplos numéricos . . . . .	54
II.15.1 Factor de atenuación para los reguladores de voltaje ( $k_s$ ) . . . . .	56
 Cuestionario y problemas . . . . .	 66
 Capítulo III. Dispositivos amplificadores . . . . .	 71
III.1 Transistor de unión bipolar (BJT) . . . . .	71
III.2 Configuración de base común . . . . .	72
III.2.1 Corrientes internas del transistor . . . . .	73
III.2.2 Análisis de las características del colector o de salida . . . . .	73
III.2.3 Análisis de las características del emisor o de entrada . . . . .	74
III.2.4 Circuitos equivalentes de los transistores . . . . .	75
III.2.5 Análisis a pequeña señal . . . . .	75
III.2.6 Parámetros híbridos . . . . .	76
III.2.7 Análisis aproximado del amplificador de base común . . . . .	76
III.2.7.1 Rectas de carga: método gráfico . . . . .	79
III.2.7.2 Fórmula de la ganancia de impedancia . . . . .	82
III.2.7.3 Impedancia de entrada para el amplificador de B-C con $R_B$ . . . . .	84
III.2.8 Amplificador de base común con una sola fuente de voltaje . . . . .	86
III.3 Configuración de emisor común . . . . .	92
III.3.1 Análisis de las características del colector o de salida . . . . .	92
III.3.2 Curvas características de base o de entrada . . . . .	93
III.3.3 Relación entre $\alpha$ y $\beta$ . . . . .	94
III.3.4 Polarización para el emisor común sin $R_E$ . . . . .	95
III.3.4.1 Circuito equivalente a corriente alterna y a pequeña señal . . . . .	96
III.3.5 Configuración del emisor común con resistor de emisor . . . . .	102
III.3.5.1 Polarización por corriente de emisor constante . . . . .	103
III.3.5.2 Impedancia de entrada para el E-C con $R_E$ . . . . .	103
III.3.5.3 Expresión de entrada y salida para E-C con $R_E$ . . . . .	104
III.3.5.4 Análisis aproximado a c-a del circuito de E-C con $R_E$ . . . . .	108
III.3.5.5 Capacitor de paso o de desacoplo . . . . .	111
III.3.5.6 Factor de estabilidad ( $S_{I_C}$ ) . . . . .	116
III.3.5.7 Configuración de E-C con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $R_E$ . . . . .	119
III.3.5.8 Amplificador con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $R_E$ en función de las rectas de carga . . . . .	132

## Índice

III.4 Configuración de colector común o seguidor por emisor . . . . .	145
III.4.1 Amplificador de colector común con red de polarización . . . . .	152
III.4.2 Configuración de C-C en función de las rectas de carga . . . . .	161
III.5 Autopolarización por tensión de colector constante . . . . .	167
III.5.1 Autopolarización por combinación de tensión de colector y corriente de emisor constante . . . . .	170
III.6 Conclusiones: ejemplos y propuestas . . . . .	171
III.7 Amplificador en cascada de acoplamiento RC . . . . .	175
III.8 Transistor efecto de campo . . . . .	190
III.8.1 Funcionamiento del FET . . . . .	191
III.8.2 Curva de transferencia y de salida drenaje-fuente . . . . .	192
III.8.3 Polarización fija del FET . . . . .	194
III.8.4 FET, autopolarizado de fuente común . . . . .	195
III.8.5 Análisis del FET con polarización simple a pequeña señal . . . . .	197
III.8.6 Amplificador con FET con red de polarización $R_1$ , $R_2$ y $C_S$ . . . . .	202
III.8.6.1 Amplificador con FET polarizado por divisor de voltaje y sin $C_S$ . . . . .	205
III.8.7 Amplificador seguidor por fuente o drenaje común . . . . .	212
III.8.8 Amplificador de compuerta común . . . . .	215
<i>Problemas</i> . . . . .	217
<i>Capítulo IV. Dispositivos de cuatro capas</i> . . . . .	227
IV.1 Rectificador controlado de silicio (SCR) . . . . .	228
IV.1.1 Funcionamiento del SCR . . . . .	228
IV.1.2 Curva característica de un SCR . . . . .	230
IV.1.3 Prueba rápida o estática a un SCR . . . . .	231
IV.1.4 Prueba dinámica a un SCR . . . . .	231
IV.2 El triac . . . . .	232
IV.2.1 Disparo del triac . . . . .	232
IV.2.1.1 Formas de disparar un triac . . . . .	233
IV.3 Dispositivos de disparo . . . . .	233
IV.3.1 El diac . . . . .	234
IV.3.1.1 Funcionamiento del diac . . . . .	234
IV.3.1.2 Aplicaciones del diac . . . . .	234
IV.3.1.3 El quadrac . . . . .	235
IV.3.2 Diodo asimétrico . . . . .	235
IV.3.3 Interruptor de silicio unilateral (SUS) . . . . .	236
IV.3.3.1 Funcionamiento del SUS . . . . .	236
IV.3.3.2 Circuito práctico de aplicación del SUS y del SCR . . . . .	237
IV.3.4 Interruptor bilateral de silicio (SBS) . . . . .	238
IV.3.4.1 Operación del SBS . . . . .	238
IV.3.4.2 Circuito controlado por un SBS . . . . .	238
IV.3.5 Interruptor controlado de silicio (SCS) . . . . .	239
IV.3.5.1 Funcionamiento del SCS . . . . .	239

## *Índice*

IV.3.5.2	Circuito de alarma controlado por un SCR . . . . .	240
IV.3.6	Transistor uniunión programable (TUP) . . . . .	240
IV.3.6.1	Funcionamiento del TUP . . . . .	241
IV.3.6.2	Circuito generador de pulsos con un TUP . . . . .	241
IV.3.7	Transistor monojuntura (UJT) . . . . .	242
IV.3.7.1	Circuito oscilador de relajación con un UJT . . . . .	242
IV.3.8	Interruptor controlado por compuerta (GTOS) . . . . .	243
IV.3.8.1	Funcionamiento del dispositivo . . . . .	243
IV.3.9	Diodo Shockley . . . . .	244
IV.3.10	Aplicaciones de control-potencia . . . . .	244
IV.3.10.1	Variador de velocidad para un motor universal (media onda máxima de rectificación y controlada) . . . . .	245
IV.3.10.2	Control de velocidad de un motor universal (onda completa) . . . . .	246
IV.3.10.3	Cargadores eléctricos de baterías de 12 voltios . . . . .	246
IV.3.10.4	Circuito iluminador de emergencia . . . . .	248
<i>Bibliografía</i>	. . . . .	249

*Electrónica II*

se terminó de imprimir en junio de 1996

en los talleres de Editorial Ducere,

S.A. de C.V., Rosa Esmeralda 3 bis,

col. Molino de Rosas, 01470 México, D.F.

El tiro consta de 1 000 ejemplares más sobrantes  
para reposición.

La composición tipográfica, la formación y el cuidado  
editorial estuvieron a cargo de Sans Serif Editores,

S.A. de C.V., telfax 674 60 91.



**2893483**  
**Cantu Chapa, Adalberto**  
**Electronica II : analisis**

---

### Otros títulos en esta colección

Margarita Alegría, *Curso de lectura y redacción*  
Víctor Cuevas Ahumada, *México: revolución  
de las políticas de estabilización*

Adolfo Jiménez Otamendi, *Átomos, enlaces  
y reacciones.*

Abelardo Mariña Flores, *Insumo-producto*

Saúl Holguín et al., *Química inorgánica II*

Patrick Staelens, *El trabajo de los menores*

Luis Rodríguez, *El diseño preindustrial*

José Dolores Juárez Cervantes, *Sistemas  
de distribución de energía eléctrica*

Rafael Quintero, *Electrónica física*

### Textos de próxima aparición

Mariem Henaine-Abed, *Planeación y control  
de la producción*

José Vega Luna y Gerardo Salgado Guzmán,  
*Prácticas de laboratorio de sistemas digitales*

Ana Lilia Laureano, *Programación orientada  
a objetos: un enfoque con tipos abstractos*

Juan González Márquez, *Introducción al derecho  
bancario mexicano*

Violeta Múgica y José de Jesús Figueroa,  
*Contaminación ambiental, causas y control*

---



El propósito de esta obra es auxiliar a los estudiantes de ingeniería en el proceso de enseñanza-aprendizaje del curso de electrónica. El texto se ha desarrollado en forma sencilla e incluye una serie de ejemplos resueltos y propuestas de solución, para que el alumno obtenga la habilidad que precisa en el diseño y comprenda el funcionamiento de los dispositivos utilizados en este campo.

El libro contiene la parte fundamental de la electrónica discreta, base para el estudio de otros cursos y dispositivos más avanzados.

*Electrónica II* busca auxiliar, asimismo, en la comprensión del análisis y el diseño de los circuitos con diodos y transistores, además de ofrecer una introducción a los elementos de cuatro capas, como son los SCR, los triacs y los diodos de disparo.